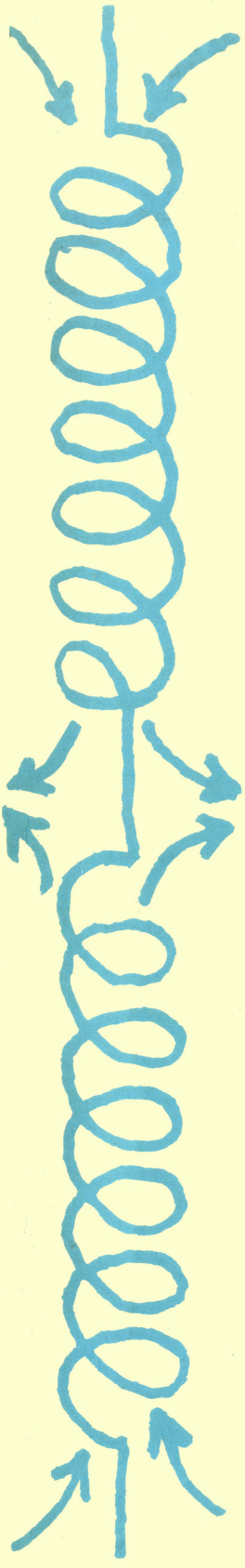


Technologie et Université

A. Fouillé

Electrotechnique à l'usage des ingénieurs

tome 3 machines continues, électronique de puissance

10e Edition

Dunod

Technologie et Université

Electrotechnique à l'usage des ingénieurs

TOME 3

Machines continues, électronique de puissance

A. FOUILLÉ

Professeur honoraire de l'Ecole nationale supérieure d'Ingénieurs Arts et Métiers
et à l'Electricité de France

AVEC LA COLLABORATION DE
C. NAUDET

Ancien élève de l'ENSET
Professeur agrégé de Physique à l'ENREA de Clichy

Ecoles Nationales d'Ingénieurs
Instituts universitaires de Technologie
Sections de Techniciens supérieurs

10e édition

Dunod

© BORDAS, Paris, 1980
ISBN 2-04-011949-3

" Toute représentation ou reproduction, intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur, ou de ses ayants-droit, ou ayants-cause, est illicite (loi du 11 mars 1957, alinéa 1er de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. La loi du 11 mars 1957 n'autorise, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, que les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective d'une part, et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration "

AVANT-PROPOS
DE LA DIXIEME ÉDITION

La technique des machines électriques bénéficie de plus en plus des ressources de l'électronique et les frontières entre celle-ci et l'électrotechnique sont devenues pratiquement inexistantes.

Durant les dernières décennies l'électronique a permis par des montages statiques peu volumineux, fiables, d'excellent rendement, les conversions suivantes :

- courant alternatif en courant continu réglable (redressement contrôlé),
- courant continu fixe en courant continu réglable (hacheur),
- courant alternatif fixe en courant alternatif de tension et fréquence variable (cycloconvertisseur),
- courant continu en alternatif (onduleurs).

Les avantages de ces nouveaux convertisseurs ont fait pratiquement disparaître de la scène industrielle les groupes tournants, la commutatrice et aussi les mutateurs à vapeur de mercure. Dans la présente édition nous avons estimé devoir supprimer les chapitres qui leur étaient consacrés.

Par contre nous avons développé l'étude des composants semi-conducteurs (diode, transistor, thyristor, diac, triac...) qui interviennent systématiquement dans les montages d'électronique de puissance. Chacun de ces montages trouve son application à un ou plusieurs types de machines.

C'est à la rédaction de cette dernière partie de l'ouvrage que s'est consacré Monsieur Claude Naudet qui a par ailleurs participé à la dernière édition des *Problèmes d'électricité générale à l'usage des Ingénieurs*.

A. F.

Nous conseillons au lecteur d'approfondir ses connaissances en électronique, et à son application aux machines, par exemple en consultant :

G. Seguier, *Électronique de puissance*, 3^{e} édition 1979, Dunod.

J. L. Dalmasso, *Cours d'électrotechnique*, 1re édition 1980, Belin.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE PREMIER. — **Générateurs à courant continu. Constitution. Réaction d'induit. Commutation** 1

1. Définitions. — 2. Principe. — 3. F. É. M. d'une dynamo bipolaire.

Constitution 3

4. Inducteur fixe. Pôles saillants. — 5. Induit tournant. Armature feuilletée. — 6. Nécessité d'un collecteur. — 7. Multiplication du nombre de pôles. — 8. Excitation de la machine. — 9. Génératrice acyclique ou unipolaire....

Enroulement d'induit 10

10. Définitions. — 11. Conditions que doit remplir un enroulement. — 12. Conventions de représentation. — 13. Classification des enroulements. — 14. Enroulement parallèle ou imbriqué. — 15. Connexions équipotentielles. — 16. Enroulement ondulé ou série. — 17. Enroulements multiples. — 18. Formule générale de la F. É. M. — 19. Mise en place des enroulements dans les encoches. — 20. Établissement du schéma d'un bobinage préexistant.

Réaction d'induit 21

21. Fait expérimental. — 22. Définitions. — 23. Réaction transversale. — 24. Affaiblissement du flux. — 25. Distorsion du flux. — 26. Effet du décalage des balais. — 27. Facteurs de construction et d'exploitation dont dépend la chute de tension. — 28. Graphes de réaction magnétique. — 29. Inconvénients de la réaction magnétique. — 30. Compensation de la réaction magnétique.

Commutation 28

31. Fait expérimental. — 32. F. É. M. dans une section en commutation. — 33. Commutation linéaire. — 34. Pourquoi la commutation n'est pas linéaire. — 35. Diminution des F. É. M. dans la section en commutation. — 36. Accroissement des chutes de tension au contact balai-collecteur. — 37. Annulation des F. É. M. défavorables. — 38. Comparaison du décalage des balais et des pôles auxiliaires. — 39. Conclusion générale.

CHAPITRE 2. — **Génératrices à courant continu en marche industrielle. Caractéristiques** 39

1. Caractéristiques usuelles. — 2. Caractéristique à vide. Graphe des chutes de tension.

Machine à excitation séparée 41

3. Caractéristique externe. — 4. Particularités. — 5. Caractère essentiel : tension réglable dans de larges limites. — 6. Convient à l'alimentation de moteurs à tension très variable.

Machine excitée en dérivation (shunt) 44

7. Amorçage. — 8. Caractéristique en charge. — 9. Point de fonctionnement en charge. — 10. Propriétés essentielles. — 11. Applications.

Génératrice à excitation série 52
12. Caractéristique en charge. – 13. Amorçage. – 14. Inutilisable à faible débit et faible vitesse. – 15. Ne convient pas à l'alimentation d'un réseau à tension constante. – 16. Applications très limitées.

Génératrice à excitation composée (compound) 57
17. Principe. Constitution. – 18. Mesure du rapport d'équivalence. – 19. Caractéristique en charge. – 20. Problème de compoundage. – 21. Applications de la machine à flux additif. – 22. Applications de la génératrice à flux soustractif.

CHAPITRE 3. – **Génératrices spéciales. Couplage des génératrices** 63

Génératrices spéciales 63
1. Définition. – 2. F. É. M. induite par le flux d'induit. – 3. Génératrice à trois balais. – 4. Génératrice Rosenberg. – 5. Génératrice à trois enroulements. – 6. Amplidyne. – 7. Rototrol.

Couplage des génératrices 73
8. Nécessité du couplage. Modes de couplage. – 9. Stabilité d'un ensemble de génératrices couplées. – 10. Répartition des charges. – 11. Génératrices dérivation en parallèle. – 12. Génératrices dérivation en série. – 13. Génératrices série en parallèle. – 14. Génératrices série en série. – 15. Génératrices à excitation composée en parallèle. – 16. Génératrices dérivation et série en série.

CHAPITRE 4. – **Moteurs à courant continu. Couple. Vitesse. Caractéristiques.** 84

1. Principe de la marche en moteur.

Couple et vitesse 84
2. Sens du couple et de la rotation. – 3. Commutation et réaction d'induit. – 4. Définition et expression du couple électromagnétique. – 5. Formules applicables à la machine à courant continu.

Caractéristiques 86
6. Caractéristiques usuelles d'un moteur. – 7. Caractéristiques particulières.

Moteur dérivation (shunt) 90
8. Caractéristique de vitesse. – 9. Caractéristique de couple. – 10. Caractéristique mécanique. – 11. Explication physique. – 12. Comparaison des moteurs dérivation et asynchrone. – 13. Application.

Moteur série 94
14. Caractéristique de vitesse. – 15. Caractéristique de couple. – 16. Caractéristique mécanique. – 17. Marche à couple constant et à puissance constante. – 18. Comparaison des moteurs dérivation et série. – 19. Applications du moteur série.

Moteur à excitation composée (compound) 100
20. Caractéristiques à flux additif. – 21. Applications. – 22. Moteur à flux soustractif. – 23. Tableau d'ensemble des moteurs à courant continu.

Moteur à entrefer axial 103
24. Constitution. – 25. Avantages. – 26. Formules fondamentales. – 27. Applications.

CHAPITRE 5. – **Moteurs à courant continu. Marche industrielle** 109

Démarrage 109
1. Problème du démarrage. – 2. Résistance totale du rhéostat. – 3. Détermination graphique du rhéostat d'un moteur dérivation. – 4. Détermination graphique du rhéostat d'un moteur série. – 5. Le démarreur et ses montages incorrects. – 6. Comparaison des moteurs dérivation et série quant au couple de démarrage.

Réglage de la vitesse 115
7. La marche est fonction d'un équilibre dynamique. – 8. Principe du réglage de la vitesse. – 9. Action sur la tension d'alimentation. – 10. Modification du flux. – 11. Modes de réglage de la tension. – 12. Réglage par action sur le flux. – 13. Comparaison des deux modes de réglage.

Freinage électrique 121
14. Freinage électrique avec un moteur shunt. – 15. Freinage avec un moteur série.

Rendement 124
16. Définition. – 17. Mesure du rendement approché. – 18. Rendement vrai. Dynamo-frein. – 19. Méthode de récupération. – 20. Comparaison des différentes méthodes. – 21. Courbe de rendement.

CHAPITRE 6. – **Moteurs à collecteur** 133

But et classification.
Moteur série monophasé 133
1. Mauvais fonctionnement du moteur série sur réseau alternatif. – 2. F. É. M. statique et dynamique. – 3. Faible courant absorbé et faible facteur de puissance. Remèdes. – 4. Causes du faible couple de démarrage. – 5. Causes de faible rendement. Remèdes. – 6. Causes de mauvaise commutation. Remèdes. – 7. Caractéristiques. – 8. Emplois.

Moteur à répulsion 144
9. Principe. – 10. Diagramme simplifié. – 11. Caractéristiques. – 12. Influence du calage des balais. – 13. Possibilités d'emploi aux moyennes fréquences. – 14. Marche industrielle. – 15. Comparaison. – 16. Variantes du moteur à répulsion.

Moteur répulsion induction 151
17. Principe. – 18. Applications du moteur à répulsion. – 19. Conclusion générale relative aux moteurs monophasés à collecteur.

Moteurs triphasés à collecteur 153
20. Effet d'une F. É. M. de réglage en compensation de phase. – 21. Effet de réglage de la vitesse. – 22. Rotor à collecteur. – 23. Moteur triphasé alimenté par le stator. – 24. Moteur Schrage. – 25. Propriétés des moteurs triphasés à caractéristique shunt. – 26. Commande d'appareils à large variation de vitesse.

CHAPITRE 7. – **Principaux types de machines utilisées dans les servomécanismes** 165

Généralités 165
1. Exemple d'un servomécanisme de vitesse. – 2. Grandeurs caractéristiques d'un servomécanisme. – 3. Principales machines utilisées dans les servomécanismes.

Générateurs de servomécanismes 167
4. Génératrices tachymétriques. – 5. Génératrices diphasées.

Moteurs de servomécanismes 168
6. Particularités de ces moteurs. – 7. Fonctions de ces moteurs. – 8. Critère de qualité. – 9. Moteurs à courant continu. – 10. Moteur à courant diphasé. – 11. Moteur à hysteresis. – 12. Moteurs lents.

Télétransmetteurs à courant continu 176
13. Télétransmetteurs utilisant des machines tournantes.

Télétransmetteurs à courant alternatif 177
14. Arbre électrique. – 15. Télétransmetteur différentiel. – 16. Trigonomètre (résolver). – 17. Moteur à effet Hall.

CHAPITRE 8. – **Composants électroniques** 183

1. Classification des semi-conducteurs.

Diode 184

2. Diodes à jonction. – 3. Caractéristique courant-tension.

Transistor 190

4. Définition. Représentation. – 5. Effet transistor. – 6. Transistor unijonction. – 7. Caractéristique d'émetteur d'un transistor UJT.

Thyristor 190

8. Définition, Propriétés. – 9. Action d'une électrode de commande (gâchette). – 10. Amorçage du thyristor.

Dérivés des thyristors 193

11. Diac. – 12. Triac. Réglage d'une tension alternative.

Précautions de montage pour les grandes puissances apparentes 195

CHAPITRE 9. – **Électronique de puissance** 197

1. Tableau des fonctions principales.

Redressement, filtrage, conversion alternatif-continu. 198

2. Généralités et définitions. – 3. Redressement d'une tension polyphasée. – 4. Transformateurs de redressement. – 5. Onduleur assisté ou non autonome..

Onduleurs autonomes; conversion continu-alternatif 214

6. Convertisseur à 2 thyristors. – 7. – Onduleur monophasé en pont. – 8. Onduleurs triphasés.

Hacheurs; conversion continu-continu. 224

9. Blocage d'un thyristor alimenté sous tension continue. – 10. Hacheur série (dévolteur). – 11. Hacheur parallèle (survolteur). – 12. Alimentation à découpage.

Cycloconvertisseur 230

13. Principe. – 14. Obtention d'une tension de sortie se rapprochant de l'onde sinusoïdale. – 15. Variation linéaire de l'angle d'allumage. – 16. Applications.

CHAPITRE 10. – **Application aux machines** 235

Machines synchrones 235

1. Excitation et régulation des alternateurs sans bagues ni balais. – 2. Alternateur auto-excité. – 3. Moteur synchrone auto-piloté.

Machines asynchrones. 239

4. Alimentation par gradateur. – 5. Cascade hyposynchrone. – 6. Alimentation par cycloconvertisseur. – 7. Alimentation indirecte par onduleur.

Machines continues. 243

8. Stabilisation de tension d'une génératrice shunt. – 9. Asservissement de vitesse d'un moteur à excitation séparée. – 10. Variateur de vitesse pour machine continue. – 11. Freinage par hacheur dérivation.

CHAPITRE 1

GÉNÉRATEURS A COURANT CONTINU CONSTITUTION. RÉACTION D'INDUIT. COMMUTATION

1. **Définitions.** – On appelle *générateur à courant continu* [1] une machine qui transforme de l'énergie mécanique en énergie électrique ou réciproquement, l'énergie électrique étant sous forme de courant continu.

2. **Principe.** – Soit un cylindre de fer doux (*fig. 1*) placé entre deux pôles N et S fixes. Disposons, à intervalles égaux, suivant les génératrices, n portions conductrices identiques de part et d'autre du plan de symétrie dont la trace dans le plan de la figure est $y'y$ et que l'on appelle *ligne neutre théorique* (*fig. 2*).

Relions ces portions de conducteurs ou *brins actifs* (connexions non figurées) de façon telle qu'en faisant tourner le cylindre autour de son axe, les F. É. M. induites dans chacune des deux moitiés soient mises *en série*.

Chaque brin est le siège d'une F. É. M. dont le sens, donné par la règle des trois doigts de la main *gauche*, change lorsque ce brin franchit la ligne neutre $y'y$.

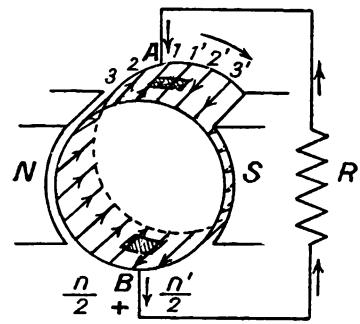


Fig. 1.1.

Marquons par une croix le sens des F. É. M. des $n/2$ brins actifs de gauche et par un point (*fig. 2*) le sens des F. É. M. des $n/2$ brins de droite. Ces F. É. M. sont en opposition et, par

[1] On la désignait autrefois sous le nom de *dynamo*, mais ce terme tombe en désuétude.

raison de symétrie, égales. Tout se passe comme si nous avions deux séries de piles *ayant la même F. É. M. totale E* ([1]) et mises en opposition (*fig. 3*).

Dans le circuit formé par les $n/2$ brins mis en série, de même que dans le circuit fermé intérieur des piles, la F. É. M. résultante est nulle et aucun courant ne circule, les 2 groupes de $n/2$ étant en opposition.

Les brins actifs étant maintenant dénudés sur leur surface extérieure, appliquons sur cette surface et suivant la ligne neutre yy', deux lames de cuivre A et B (*fig. 1*) que nous relions à une résistance extérieure R.

Dès lors, les F. É. M. E qui sont en opposition dans le circuit intérieur de la machine sont de même sens par rapport au circuit extérieur ARB, lequel sera parcouru par un courant de sens invariable.

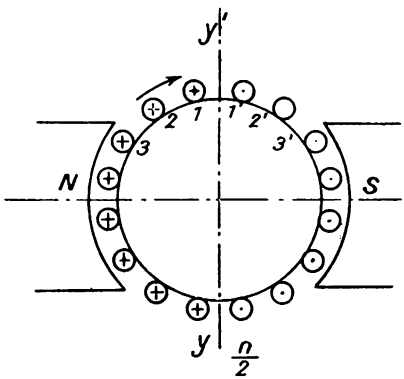


Fig. 1.2.

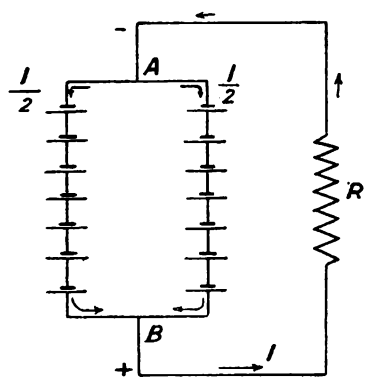


Fig. 1.3.

Que faut-il pour que ce courant soit constant ? *Il faut et il suffit que le nombre n des brins actifs soit suffisamment grand.* En effet, s'il en est ainsi, on aura entre les lames de cuivre A et B, dans une moitié de l'enroulement, un nombre de brins qui, *à tout instant*, sera identique et identiquement disposé par rapport au pôle correspondant. La F. É. M. totale dans cette moitié sera donc constante ([2]). Par ailleurs, à chaque brin correspondra *à tout instant* un brin symétrique par rapport à $y'y$ et les F. É. M. totales dans les deux moitiés seront à tout instant égales et opposées.

Leur valeur commune E constitue la F. É. M. de la machine. Comme elle est constante au cours de la rotation, elle est susceptible, appliquée à un circuit, d'y engendrer un courant constant. La machine transforme dès

([1]) Dans chacune de ces séries les F. É. M. des éléments ne sont pas les mêmes. Proportionnelles à l'induction B au point où se trouve le brin correspondant, elles varient suivant la même loi que l'induction dans l'entrefer.

([2]) En réalité, le nombre des brins n'étant pas infiniment grand, le nombre de brins entre les frotteurs A et B ne sera pas à tout instant identique et ils ne seront pas identiquement placés par rapport à un pôle. Cela explique que la F. É. M. de la machine soit en fait légèrement ondulée et d'autant plus que le nombre de brins actifs entre deux balais est plus faible. C'est parfois un inconvénient.

lors de l'énergie mécanique en énergie électrique à courant continu. C'est une génératrice à courant continu.

3. **Force électromotrice d'une dynamo bipolaire.** – Elle sera égale à la somme des F. É. M. induites dans les brins situés d'un même côté par rapport à la ligne neutre $y'y$. Nous pouvons l'exprimer par :

$$E = \Sigma \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \text{ en valeur absolue,}$$

Δt désignant, puisque E = constante, un intervalle de temps *quelconque* à condition que $\Delta\Phi$ représente le flux coupé par un brin pendant le temps Δt et que la somme s'étende à tous les brins situés d'un même côté par rapport à $y'y$.

Adoptons pour Δt le temps (identique pour tous les brins) que met un brin à prendre la place de celui qui le précède :

$$\Delta t = \frac{1}{\frac{N}{60}} \times \frac{1}{n} = \frac{60}{Nn}$$

N = vitesse de rotation en tr/mn,
n = nombre total de brins,

le $\Delta\Phi$ correspondant est le flux passant dans un rectangle dont les côtés sont : la longueur d'un brin et l'arc qui, sur la circonférence extérieure de l'armature d'induit, est compris entre deux brins consécutifs. Nous aurons donc :

$$E = \frac{Nn}{60} \Sigma \Delta\Phi.$$

Or $\Sigma \Delta\Phi$ représente le flux qui entre dans une moitié de l'armature d'induit puisque la somme est étendue à tous les brins de cette moitié. C'est donc le flux utile Φ par pôle. En définitive, dans le système *S.I.* :

$$\overset{\text{volts}}{E} = \frac{\overset{\text{tr/mn}}{N}}{60} n \overset{\text{webers}}{\Phi}.$$

CONSTITUTION

Une machine à courant continu est essentiellement constituée par l'inducteur, l'induit, le collecteur.

4. **Inducteur fixe. Pôles saillants.** – L'inducteur est presque toujours *à pôles saillants* [I, 2]. Toujours il constitue le stator. On verra, en effet, après l'étude du collecteur, qu'en faisant tourner l'inducteur, on éprouverait des difficultés de construction (balais tournants).

5. **Induit tournant. Armature feuilletée.** – L'armature d'induit est un anneau cylindrique feuilleté claveté sur l'arbre et portant sur sa périphérie,

suivant les génératrices du cylindre, des encoches. En logeant les brins actifs dans celles-ci, on réduit l'entrefer de toute l'épaisseur des conducteurs et on diminue ainsi les ampères-tours inducteurs (poids de cuivre inducteur) et les fuites magnétiques [II, 5].

Aujourd'hui ([1]) ces brins sont toujours reliés entr'eux *en tambour* (*fig. 4 et 5*) : un brin est directement relié à celui qui occupe la même position dans l'entrefer du pôle de nom contraire. Dès lors, les F. É. M. agissant dans le sens *avant-arrière* dans le premier, *arrière-avant* dans le second sont *en série* comme dans le schéma de principe.

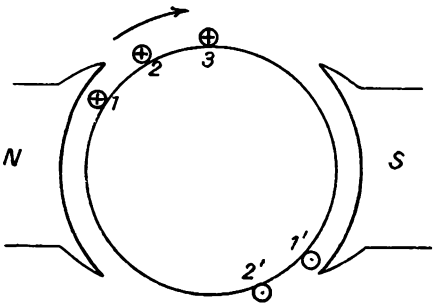


Fig. 1.4.

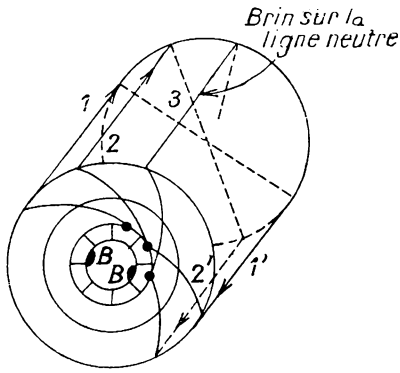


Fig. 1.5.

6. **Nécessité d'un collecteur.** – Nous avons imaginé pour relier l'enroulement d'induit au circuit extérieur deux frotteurs *A* et *B* (*fig. 1*) glissant sur les brins dénudés au moment de leur passage sur la ligne neutre *y'y*. Les brins devant être isolés du fer de l'armature et ne pouvant faire saillie sur l'armature

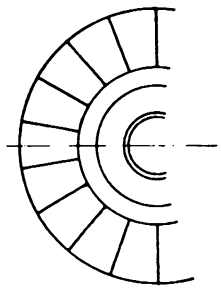


Fig. 1.6.

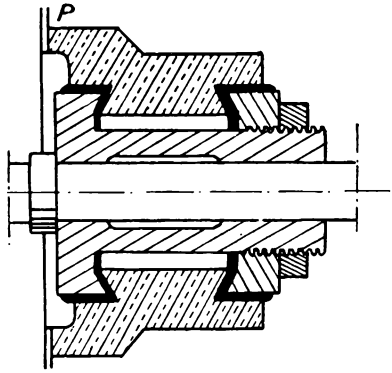


Fig. 1.7.

([1]) Les premières machines avaient un enroulement d'induit en anneau, aujourd'hui abandonné (dynamo gramme) car le flux était mal utilisé.

afin de ne pas accroître l'entrefer, cette liaison est pratiquement inapplicable : il faut que la liaison électrique de l'enroulement d'induit avec le circuit extérieur se fasse par l'intermédiaire d'un organe extérieur à cet enroulement.

Cet organe est le *collecteur* [1]. Il est constitué par un certain nombre de lames en cuivre dur (*fig. 6*) isolées les unes des autres, isolées de l'axe de l'induit et serrées ensemble de façon à constituer un bloc cylindrique [2].

Si, par leur prolongement *P* appelé *ailette* (*fig. 7*), les lames du collecteur sont soudées à des points équidistants de l'enroulement d'induit, les frotteurs *A* et *B* pourront, pour établir avec l'extérieur la liaison de tout brin passant sur la ligne neutre *y'y*, *s'appuyer sur la lame du collecteur directement connectée à ce brin* (*fig. 5*).

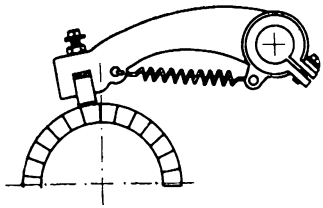


Fig. 1.8.

Il est presque toujours impossible de disposer d'autant de lames que de spires ; c'est pourquoi l'enroulement d'induit est divisé en tranches égales (groupes de spires) appelées *sections* et chaque lame est soudée au fil qui établit la liaison entre la fin d'une section et le commencement de la suivante.

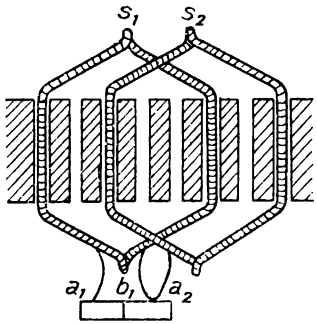


Fig. 1.9.

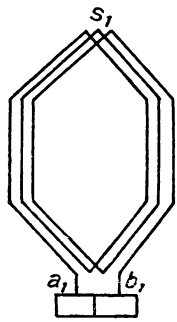


Fig. 1.10.

Les frotteurs *A* et *B* qui étaient autrefois de véritables balais (assemblages de fils de laiton) sont constitués aujourd'hui par des blocs graphitiques en forme de parallélipipède ou de cylindre. On leur a conservé le nom de *balais*. Ils sont maintenus par des montures généralement métalliques appelées *porte-balais* (*fig.* 8).

[1] Terme consacré par l'usage, mais mal choisi : il eut été plus logique de l'appeler *commutateur* puisqu'il a pour rôle de redresser la F. É. M. alternative engendrée dans les brins actifs.

[2] La construction du collecteur est délicate. Elle doit être parfaite, toute défectuosité se traduisant par des étincelles au collecteur (voir commutation). Le collecteur est toujours le point faible de la machine à courant continu.

La *figure 9* représente en développement panoramique deux sections S_1, S_2 d'un enroulement en tambour. Chacune d'elles a trois spires (*fig. 10*). On distingue en $a_1 b_1$ le commencement et la fin de la section S_1 et en a_2 le commencement de la section S_2.

7. **Multiplication du nombre de pôles.** – Autour d'un induit en tambour, supposons quatre pôles alternativement *N* et *S* (*fig. 11*), tandis que quatre balais sont placés au milieu de l'intervalle qui les sépare. Représentons le sens des F. É. M. dans les différents brins. Il nous apparaît que :

1° Les F. É. M. induites dans *AB* et *CD* ont le même sens, mais ce sens est opposé à celui des portions *BC* et *DA* ;

2° Ces quatre F. É. M. sont, par raison de symétrie, égales en valeur absolue.

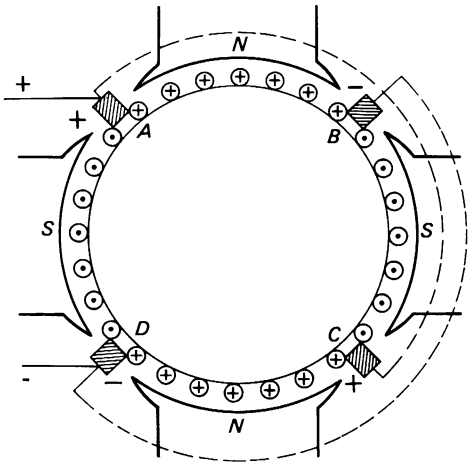


Fig. 1.11.

L'induit peut donc être assimilé à quatre piles montées en opposition. Ces piles se faisant équilibre, il n'y a pas de courant de circulation à l'intérieur de l'enroulement. Sans modifier cet équilibre, nous pouvons relier entre eux les points *A* et *C* qui sont au même potentiel et de même les points *B* et *D* (*fig. 11*). Si nous connectons ensuite les balais *AC* d'une part, *BD* d'autre part à un circuit extérieur, nous réalisons le schéma de la *figure 13*. Il montre que les quatre piles (quatre voies) débitent en parallèle dans ce circuit.

En transformant la machine bipolaire en machine à quatre pôles, nous sommes, en fait, passés du schéma de la *figure 12* à celui de la *figure 13*. Nous avons doublé le nombre de dérivations, doublé le nombre de lignes de balais en même temps que nous avons doublé le nombre de pôles.

D'une façon générale, une dynamo à $2p$ pôles aura $2p$ balais et $2p$ dérivations. Le courant dans chaque dérivation sera $I/2p$ (au lieu de $I/2$) si I désigne le courant débité par l'induit de la machine.

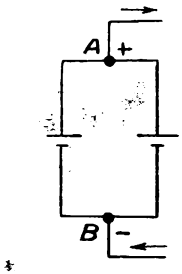


Fig. 1.12.

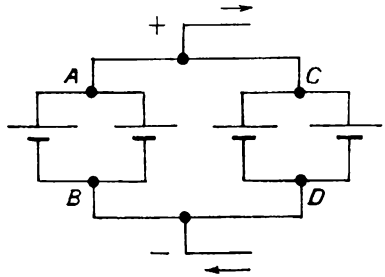


Fig. 1.13.

Les deux conséquences remarquables sont les suivantes :

1° Avec une *même densité de courant* dans les brins et dans les balais (donc dans les mêmes conditions d'échauffement), le même induit peut débiter p *fois plus d'ampères*. C'est parce que cette densité de courant dépend pour un brin *du courant par dérivation* et pour un balai *du courant à travers ce balai*. Comme la dynamo à $2p$ pôles possède p fois plus de dérivations et de balais que la machine à deux pôles, elle peut débiter, sans s'échauffer davantage, p fois plus d'ampères ([1]).

2° Avec un *même flux par pôle*, le même induit *engendre la même F. É. M.* En effet entre deux balais sont logés p fois moins de brins, donc dans le même temps :

$\Delta t = \dfrac{60}{Nn}$ (temps que met un brin à prendre la place du précédent) le flux coupé est p fois plus grand et la F. É. M. par brin est p fois plus grande. Comme il y a en série p fois moins de brins entre deux balais, la F. É. M. *est la même* et la formule :

$$E = \frac{N}{60} n\Phi$$

des dynamos bipolaires s'applique aux dynamos multipolaires ayant autant de lignes de balais que de pôles.

En définitive, avec des valeurs égales de la densité de courant et du flux par pôle, une dynamo à $2p$ pôles possède une puissance EI électromagnétique p fois plus grande que la dynamo à deux pôles.

On s'explique ainsi que les dynamos puissantes possèdent de nombreux pôles (jusqu'à 30) ([2]).

([1]) Une limite inférieure du nombre de pôles est imposée par des conditions de bonne commutation (voir plus loin) : on ne peut guère dépasser 250 kW par pôle. D'autre part, une limite supérieure est liée à la condition que la fréquence des variations du courant dans un brin ne doit pas être trop grande (50 à 80 Hz) à cause des pertes-fer.

([2]) Les machines à faible tension (220 V) et de grande puissance exigent un grand nombre de pôles. Le collecteur prend des dimensions anormales.

La *figure 14* donne le développement panoramique d'un enroulement en tambour à quatre pôles. En coupant ce schéma suivant MQ, on a la représentation panoramique d'un enroulement à deux pôles. Il apparait que *dans un*

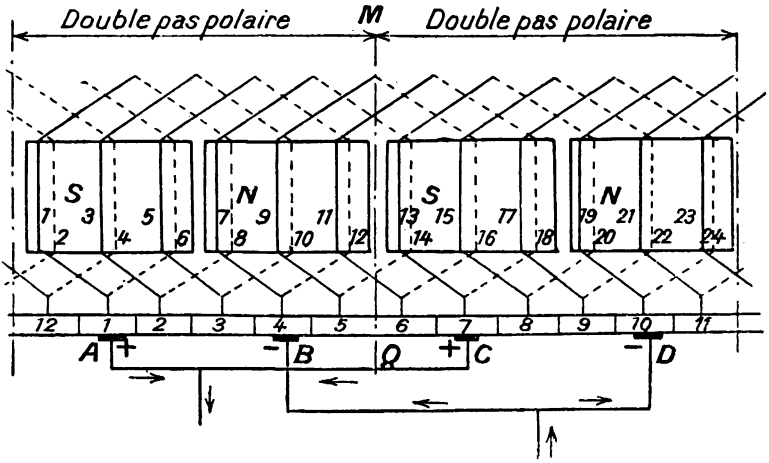


Fig. 1.14.

enroulement à p paires de pôles on reproduit p fois le schéma d'enroulement de la machine à deux pôles.

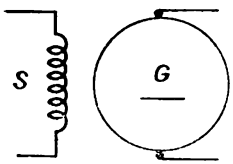


Fig. 1.15.

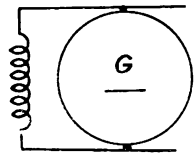


Fig. 1.16.

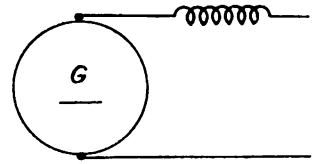


Fig. 1.17.

8. **Excitation de la machine.** — Le courant continu d'excitation destiné à engendrer le flux peut être emprunté, comme dans les alternateurs, à une source indépendante S (autre dynamo en fonctionnement, batterie d'accumulateurs) ; on a alors une dynamo dite à *excitation séparée* (*fig. 15*). Mais, plus généralement, la machine assure elle-même son excitation : elle est dite alors *autoexcitatrice*. Parmi les machines auto-excitatrices, on distingue :

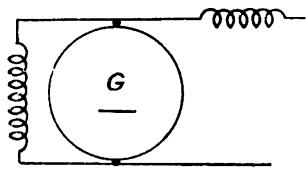


Fig. 1.18.

1° *La machine* excitée en *dérivation* (*shunt*) (*fig. 16*) dans laquelle l'enroulement inducteur est connecté aux bornes de la machine, c'est-à-dire en dérivation sur le circuit d'utilisation.

2° *La machine* excitée en *série* (*fig. 17*) dont l'enroulement inducteur est mis en série sur le réseau c'est-à-dire traversé par le courant débité lui-même.

3° *La machine* à excitation *composée (compound)* (*fig. 18*) qui comporte à la fois un enroulement dérivation et un enroulement série.

9. **Génératrice acyclique ou unipolaire.** – Elle est basée sur le phénomène *d'induction unipolaire* que nous avons exposé [I, chap. 18].

Un tambour conducteur (*fig. 19*) tourne à l'intérieur d'un pôle formant un cylindre creux (induction B radiale). Dès lors, entre les extrémités des génératrices du cylindre rotor apparaît une F. É. M. $e = BLv$ (L = longueur du cylindre, v = vitesse tangentielle de rotation) ([1]).

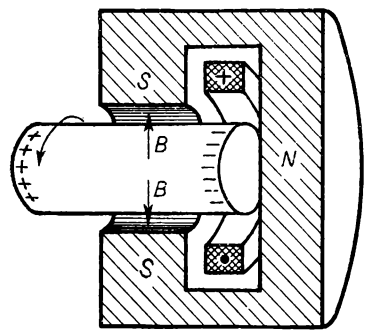


Fig. 1.19.

Pour capter le courant intense débité on n'utilise pas des balais (nécessite de grandes surfaces de contact) mais un alliage liquide Na – K, placé dans une échancrure des pôles (*fig. 20*). Le courant débité peut atteindre *plusieurs milliers d'ampères* ([2]) sous une tension de *quelques volts*.

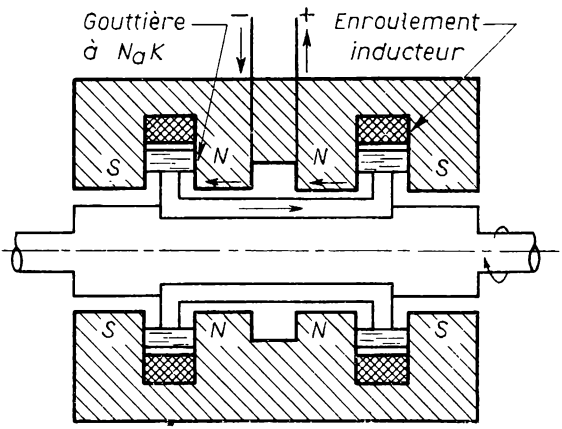


Fig. 1.20.

([1]) On peut supposer que le flux est fixe dans l'espace. Dans ce cas la F. É. M. est induite dans le conducteur fictif qui traverse le rotor d'un balai à l'autre.

([2]) Remarquer que le courant à l'intérieur de la machine est ramené vers le plan de symétrie normal à l'axe par des tambours conducteurs fixes, ceci afin d'annuler le champ magnétique dû au courant rotor.

Cette génératrice trouve son application dans l'alimentation des usines de fabrication de l'aluminium.

ENROULEMENT D'INDUIT

10. **Définitions.** – Un enroulement d'induit est essentiellement constitué par des *sections*, c'est-à-dire des groupes de spires ([1]) bobinées sur gabarit, enrubannées, ayant chacune deux extrémités libres dont l'une est appelée *entrée*, l'autre *sortie*, arbitrairement définies (mais en adoptant la même définition pour toutes les sections). Ces deux extrémités étant soudées chacune à une lame de collecteur, on peut dire :

La section est l'ensemble des spires que l'on parcourt lorsque, partant d'une lame du collecteur, on aboutit à une autre lame.

Chaque section a deux portions actives : on les appelle *demi-sections* ou *faisceaux*. Ces faisceaux sont numérotés. Les faisceaux *aller*, qui partent du collecteur, sont affectés d'un numéro *impair*. Les faisceaux *retour*, qui reviennent au collecteur, sont affectés d'un numéro *pair*.

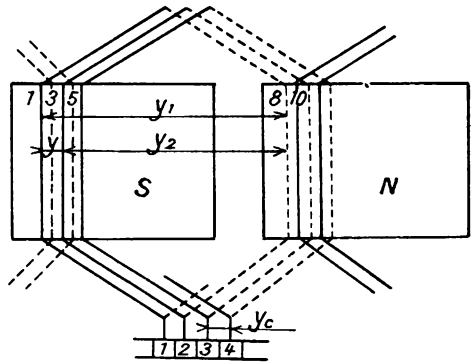


Fig. 1.21.

On appelle *dérivation* ou *voie d'enroulement* l'ensemble des sections connectées en série que l'on parcourt entre deux balais consécutifs de nom contraire. Étant donné le principe même de la machine (F. É. M. égales deux à deux et en opposition), le nombre de voies d'enroulement doit être pair. Par exemple, l'enroulement de la *figure 14* a quatre voies.

([1]) Dans les grosses machines la section ne comporte souvent qu'une spire.

Un enroulement d'induit est évidemment défini quand on connaît :

1° La *largeur de la section.* Celle-ci est définie par le *pas arrière* y_1 ou *pas de section*, c'est la différence entre les numéros des faisceaux retour et aller d'une *même section* (*fig. 20* et *21*).

Par exemple, dans l'enroulement de la *figure 14* le pas arrière est égal à 7.

2° Les *connexions entre les sections consécutives* de l'enroulement. Celles-ci sont définies par le *pas avant* y_2 ; c'est la différence entre le numéro du faisceau *aller* d'une section et le numéro de *retour* de la section *précédente.*

Par exemple, dans l'enroulement de la *figure 14* le pas avant est égal à 5.

3° Les *connexions au collecteur.* Elles sont données par le *pas au collecteur* y_c. C'est le nombre d'intervalles isolants que l'on compte entre deux lames du collecteur auxquelles sont reliées les extrémités d'une même section. Dans l'enroulement de la *figure 21*, le pas au collecteur est égal à 1.

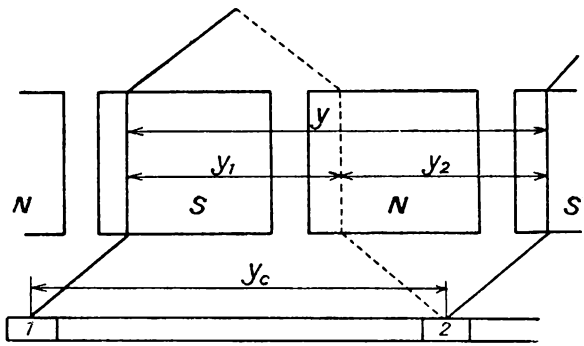


Fig. 1.22.

Calculer un enroulement, c'est déterminer ces trois pas.

On désigne enfin sous le nom de *pas résultant y* le nombre de faisceaux rencontrés sur la périphérie de l'induit quand on passe du faisceau d'entrée d'une section au faisceau d'entrée de la section qui lui est reliée. Par exemple, dans l'enroulement de la *figure 21*, on compte deux faisceaux entre le faisceau 1 (de la section 1-8) et le faisceau 3 (de la section 3-10). Le pas résultant y est égal à 2.

On a donc :

$$y = y_1 \pm y_2$$

avec le signe (−) lorsque, pour aller de la fin d'une section au commencement de la suivante, on revient en arrière (*fig. 21*), le signe (+) lorsque, en connectant les sections entre elles, on avance toujours dans le même sens (*fig. 22*).

Dans l'étude qui suit, nous adopterons les notations suivantes :

$2p$ = nombre de pôles,
$2a$ = nombre de voies d'enroulement,
y_1 = pas arrière,
y_2 = pas avant,
S = nombre de sections,
n = nombre de faisceaux,
y_c = pas au collecteur,
y = pas résultant.

11. **Conditions que doit remplir un enroulement.** — Un enroulement de machine à courant continu doit être :

1° *Fermé sur lui-même* après avoir rencontré tous les faisceaux ;

2° *Symétrique :* ses voies d'enroulement doivent être identiques ;

3° *Sensiblement diamétral*, c'est-à-dire que la largeur de toute section doit être très voisine du pas polaire ([1]). Cela se traduit par : ([2]) :

$$y_1 \approx 2S/2p = S/p.$$

4° Tel que les *pas* y_1 et y_2 soient *impairs* car toute section comporte un faisceau impair (aller) et un faisceau pair (retour). Il faut donc que les *numéros* des faisceaux rencontrés en suivant l'enroulement *changent de parité.* Cela oblige à avoir les pas y_1 et y_2 impairs.

5° Tel que le *pas résultant* y soit *pair*, puisque y est la différence ou la somme de deux nombres impairs.

12. **Conventions de représentation.** — On suppose l'induit fendu suivant une génératrice et développé sur un plan :

a) Les faisceaux *aller* sont représentés en trait *plein* ;

b) Les faisceaux *retour* sont représentés en trait pointillé ;

c) On ne représente qu'*une spire par section* ;

d) On ne dessine que les connexions de liaison des entrées et des sorties de sections ;

e) On y indique la position des balais en remarquant qu'un *balai* doit reposer sur une lame de collecteur reliée à un *faisceau qui traverse une ligne neutre.*

L'ensemble constitue un *schéma panoramique.* La *figure 14* en donne un exemple.

([1]) Afin que, la section embrassant tout le flux utile d'un pôle, sa F. É. M. soit la plus grande possible.

([2]) Parfois, pour des raisons de commutation [§ 31] on adopte un pas dit *raccourci* (plus court d'une encoche au maximum).

13. **Classification des enroulements.** – Pour passer du faisceau *retour* de la première section au faisceau *aller* de la deuxième, deux solutions sont possibles.

1° *Revenir en arrière* (y_2 est négatif). Le deuxième faisceau aller est séparé du premier faisceau aller par 2 intervalles ($y = 2$). Les sections chevauchent les unes sur les autres comme les briques d'un toit. L'enroulement est dit *imbriqué*.

2° *Continuer dans le même sens.* – Le deuxième faisceau aller est placé *sous le pôle suivant*. En schéma panoramique, les sections consécutives forment des ondulations. L'enroulement est dit *ondulé*.

14. **Enroulement parallèle ou imbriqué. Caractéristiques.** – Ses caractéristiques sont les suivantes :

1° *Autant de voies d'enroulement que de pôles* ($2a = 2p$). – En effet entre deux balais consécutifs on loge la *moitié* des faisceaux disposés sous *deux* pôles consécutifs ;

2° Pas résultant y égal à 2 ;

3° Pas au collecteur égal à 1.

Calcul. – On a $y_1 \approx \frac{S}{p}$ et $y = y_1 - y_2 = \pm 2$ le signe + correspondant à un *pas allongé* (largeur section un peu supérieure au pas polaire) le signe (–) à un pas *raccourci*.

Dans l'exemple donné (*fig. 21*) avec quatre pôles ($p = 2$) et vingt-quatre faisceaux ($S = 12$), on avait :

$$y_1 \approx \frac{12}{2} = 6 \qquad \text{et} \qquad y_1 - y_2 = 2.$$

D'où :

$$y_1 = 7; \qquad y_2 = 5; \qquad y_c = 1.$$

Force électromotrice. – Nous avons montré plus haut qu'avec un nombre de voies d'enroulement égal au nombre de pôles, la formule de la F. É. M. d'une machine multipolaire est :

$$E = \frac{N}{60} n\Phi.$$

Applications. – L'enroulement parallèle simple est le plus employé dans les machines à courant continu.

15. **Connexions équipotentielles.** – Pour que les F. É. M. dans les différentes voies d'enroulement en parallèle dans la machine soient identiques, il faut que les flux de tous les pôles de même nom le soient également. Or, de nombreuses causes (différences d'entrefer, de perméabilité des noyaux, d'ampères-tours sur les différents noyaux, etc.) déterminent des dissymétries dans ces F. É. M.

Le résultat est que les courants débités par les différentes lignes de balais ne sont pas les mêmes et que des étincelles jaillissent entre certaines d'entre elles et le collecteur.

On évite cette inégale répartition du courant entre les différentes voies en disposant toutes les quelques lames du collecteur des *connexions équipotentielles* (*fig. 23*) entre points

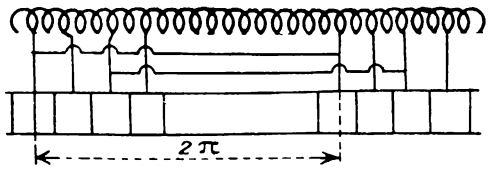


Fig. 1.23.

occupant la même position dans le champ de pôles de même nom, c'est-à-dire distants d'un double intervalle polaire, points qui, en cas d'équilibrage parfait, sont au même potentiel.

Évidemment il ne saurait y avoir de connexions équipotentielles que dans le cas où le nombre de voies d'enroulement est supérieur à 2.

16. Enroulement ondulé ou enroulement série. Caractéristiques.

1° Le pas *arrière* est encore $y_1 \approx S/p$;

2° Le pas *résultant* est y tel que :

$$y = y_1 + y_2 = \frac{2S \pm 2}{p}$$

En effet, il faut qu'en suivant l'enroulement (et être passé sous *tous les pôles*) on rencontre un faisceau séparé du faisceau de départ par *2 intervalles* (*fig. 24*).

Il en est de même à chaque tour d'induit, de telle sorte que, dans une même voie, on insère la *moitié* des faisceaux disposés *sous tous les pôles* de la machine. L'autre moitié constituera une deuxième voie. Donc l'enroulement série comporte *deux voies d'enroulement, quel que soit le nombre de pôles* ($2a = 2$).

3° Pas au collecteur $y_c = y/2$ puisqu'il y a une lame pour deux faisceaux.

Exemple. — Enroulement série, vingt-six faisceaux, quatre pôles. Nous donnons ses représentations projective (*fig. 24*) et panoramique (*fig. 25*). Pour la clarté de ces figures, nous nous sommes bornés à représenter une seule voie d'enroulement.

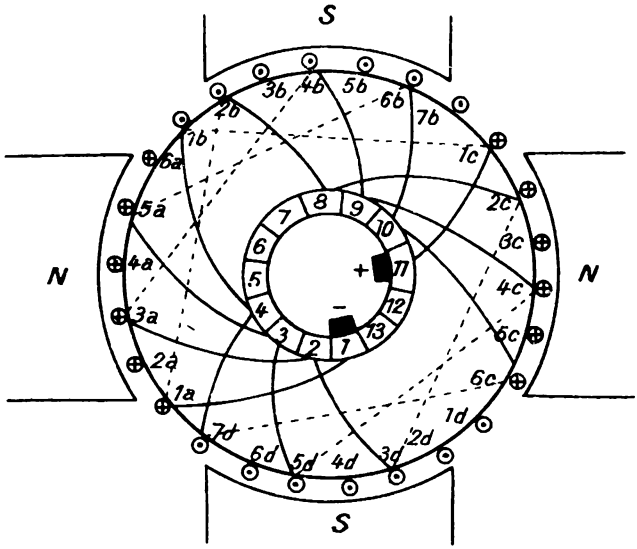


Fig. 1.24.

Enroulement série. Partant de 1 *a* on aboutit, après un tour d'induit, au faisceau 3 *a*.

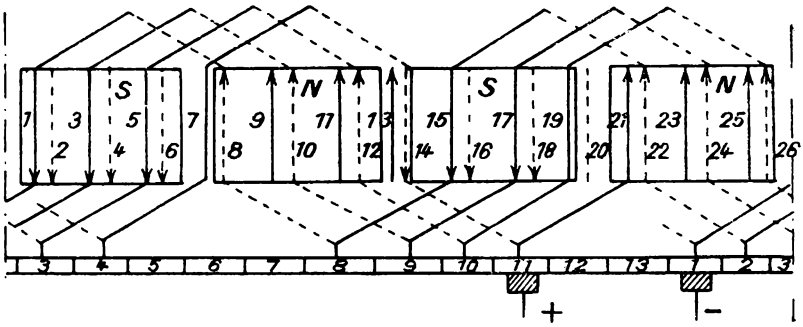


Fig. 1.25.

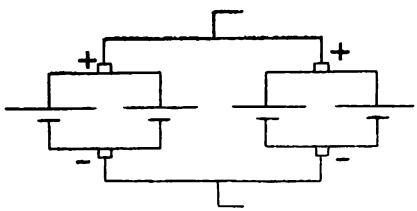


Fig. 1.26.

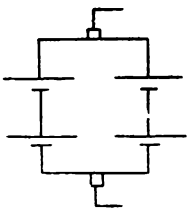


Fig. 1.27.

Calcul. — $y_1 \approx S/p = 13/2 = 6{,}5$ soit 7 ou 5

$$y_1 + y_2 = (2S \pm 2)/p = (26 \pm 2)/2 = 14 \text{ ou } 12$$

Nous avons donc adopté les valeurs $y_1 = y_2 = 7$.

$$y_c = (y_1 + y_2)/2 = 14/2 = 7$$

REMARQUE. — La transformation en enroulement série de l'enroulement parallèle simple d'une machine à quatre pôles équivaut au passage du schéma de la *figure 26* à celui de la *figure 27*.

Emploi d'une section morte. — L'égalité :

$$p\frac{y_1 + y_2}{2} = S \pm 1$$

montre que le nombre S de sections (et aussi bien le nombre de lames au collecteur) doit être premier avec p.

Soit $2x$ le nombre, nécessairement pair, de faisceaux par encoche. Le nombre d'encoches est :

$$\frac{\text{nombre de faisceaux}}{\text{nombre de faisceaux par encoche}} = \frac{2S}{2x} = \frac{S}{x}.$$

S est donc multiple de x, comme S est premier avec p, le nombre x doit également être premier avec p. Les diverses valeurs de x correspondant aux différentes valeurs de p sont donc les suivantes :

$p =$	2	3	4	5	6
$x =$	1-3	1-2-4	1-3	1-2-3-4	1

Si x n'est pas pris dans ce tableau, il faut user d'un artifice : supprimer une section et la remplacer par un remplissage quelconque (baguette de bois, par exemple) appelé *section morte*. Le nombre de sections étant diminué d'une unité, S devient premier avec p et l'enroulement devient possible.

Force électromotrice. — Par rapport à l'enroulement précédent ($2a$ voies d'enroulement), la F. É. M. sera a fois plus grande, puisque le nombre de dérivations est a fois plus petit et que chaque dérivation contient a fois plus de faisceaux. On a donc :

$$E = p\frac{N}{60}n\Phi.$$

Cette formule montre que, toutes choses égales (mêmes valeurs de Φ, N, n), l'enroulement série est celui qui donne la plus grande F. É. M.

Applications. — L'enroulement série ayant par voie d'enroulement (donc entre deux balais) p fois plus de brins que l'enroulement parallèle simple conviendra :

a) Aux machines d'assez haute tension (F. É. M. plus grande entre deux balais);

b) Aux petites génératrices multipolaires, parce que les brins actifs parcourus par un courant p fois plus grand doivent être de section p fois plus grande (fil plus résistant mécaniquement);

c) Aux moteurs de traction, parce qu'ils peuvent ne comporter que deux lignes de balais et celles-ci peuvent être placées en des points facilement accessibles.

Signalons ici que l'enroulement série offre l'avantage de supprimer les connexions équipotentielles [§ 15].

17. **Enroulements multiples.** – On désigne sous ce nom des enroulements (parallèles ou série) établis de façon à *multiplier* les voies d'enroulement.

Enroulement parallèle double (multiple). – Si dans l'enroulement imbriqué de la *figure 14* nous faisons $y_c = 4$, cela revient à laisser une section sur deux. Dans une voie (entre deux balais) le nombre de sections est moitié moindre (*fig. 28*) donc le nombre de voies d'enroulement est double ($2a = 4p$) et la F. É. M. est moitié moindre.

Généralisons : avec $y = 2m$, le nombre de voies est $2a = 2p \times m$ et la F. É. M. est m fois plus petite (a/p fois plus petite) :

$$E = \frac{1}{m} Nn\Phi = \frac{p}{a} \frac{N}{60} n\Phi$$

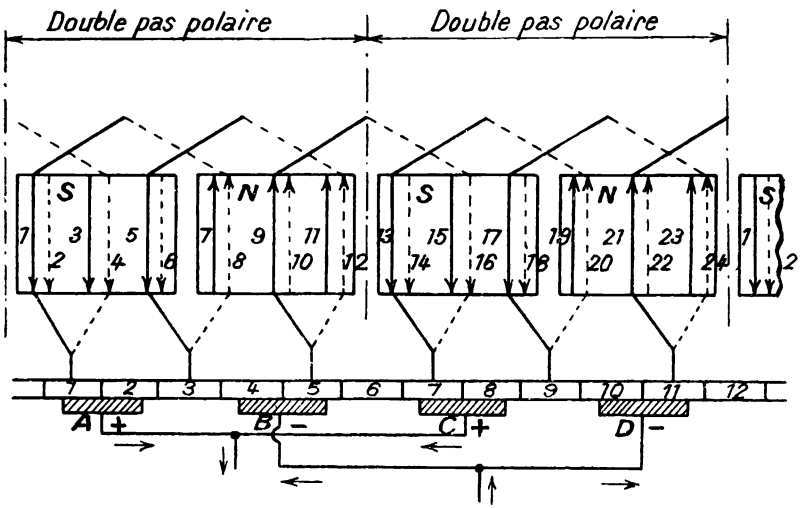


Fig. 1.28.

Enroulement série double (multiple). – Si, après un tour d'induit on rencontre un faisceau séparé du faisceau de départ par $2 \times 2 = 4$ (et non

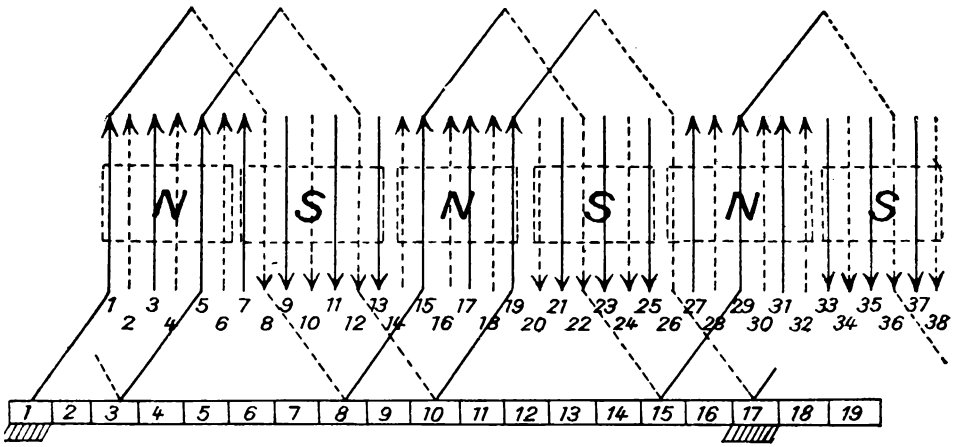


Fig. 1.29.

plus 2 intervalles) on loge dans une voie *moitié moins* de faisceaux. Donc au lieu de 2 voies on a $2 \times 2 = 4$ voies *quel que soit le nombre de pôles* (*fig. 29*).

Généralisons : si après un tour d'induit on rencontre un faisceau séparé du faisceau de départ par $2m$ intervalles, on a $2m$ voies quel que soit le nombre de pôles ($2a = 2m$) et la F. É. M. est m fois plus petite que dans le cas de l'enroulement série :

$$E = \frac{p}{m}\frac{N}{60} n\Phi = \frac{p}{a}\frac{N}{60} n\Phi$$

18. **Formule générale de la F. É. M. d'une machine à courant continu.** – La formule :

$$\overset{\text{volts}}{E} = \frac{p}{a}\frac{\overset{\text{tr/mn}}{N}}{60} \overset{\text{webers}}{n\ \Phi}$$

est générale. On vérifiera en effet que les formules que nous avons obtenues pour les différents enroulements n'en sont que des cas particuliers.

19. **Mise en place des enroulements dans les encoches.** – Le calcul d'un enroulement est, comme nous l'avons montré, basé sur le nombre de faisceaux *sans se préoccuper de la position des faisceaux dans les encoches.*

Il nous reste à établir les règles suivant lesquelles les faisceaux seront placés dans les encoches.

Très généralement, le nombre de faisceaux et la largeur des encoches sont tels que l'on est amené à placer *plusieurs faisceaux par encoche*, un nombre pair (2, 4, 6) pour la symétrie de l'enroulement et pour que l'encoche soit complètement remplie. Dans les petites machines, ce nombre est égal à deux.

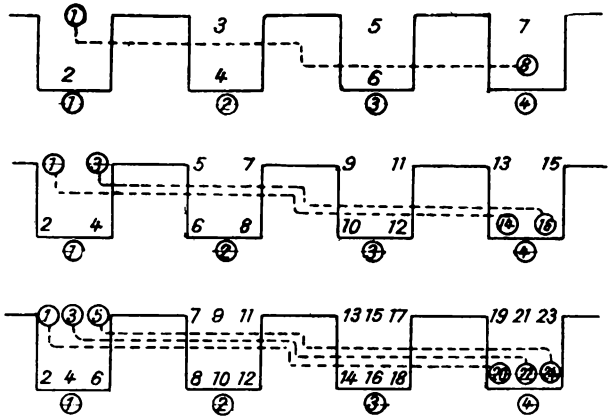


Fig. 1.30.

Il faut que les sections soient toutes identiques; il faut aussi que la mise en place et le démontage de l'enroulement soient commodes. Pour réaliser cette double condition, on est conduit :

a) A placer le faisceau impair dit *aller* de chaque section au bord de l'entrefer (étage supérieur) et le faisceau pair dit *retour* de la même section à l'étage inférieur dans une autre encoche.

b) A donner dans le sens de gauche à droite, dans chacune des encoches où ils sont placés, le même rang vertical aux deux faisceaux d'une même section.

La *figure 30* montre, dans le cas de deux, quatre, six faisceaux par encoche, comment sont numérotés les faisceaux et comment ils sont reliés entre eux pour former des sections.

On remarquera qu'il est possible d'enrubanner ensemble les faisceaux aller d'une part (étage supérieur), les faisceaux retour d'autre part (étage inférieur) de deux ou trois sections voisines. On forme ainsi ce qu'on appelle une *bobine*. La *figure 31* montre l'aspect d'une bobine de trois sections avec ses trois extrémités entrée et ses trois extrémités sortie. On comprend qu'au montage l'encoche à six faisceaux soit garnie aussi facilement que l'encoche à deux faisceaux, puisque, dans chaque encoche, on n'a à superposer que deux côtés de bobines.

REMARQUE. — Dans le bobinage *sur gabarit*, les sections et bobines sont préparées d'avance en les enroulant sur un cadre en bois appelé *gabarit*.

Dans le bobinage *à barres*, chaque spire est formée de deux barres auxquelles un gabarit a donné la forme convenable et qui sont soudées ensemble et au collecteur à leur extrémités. Les *figures 32* et *33* représentent deux demi-sections d'un enroulement à barres imbriqué et ondulé avant leurs soudures.

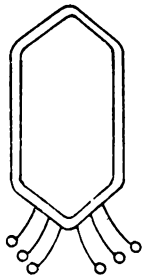


Fig. 1.31.

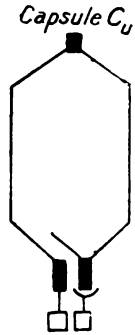


Fig. 1.32.

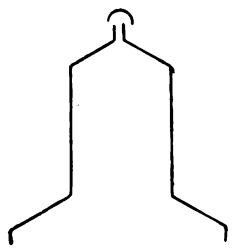


Fig. 1.33.

20. **Établissement du schéma d'un bobinage préexistant.** — Pour déceler le défaut d'un bobinage, il faut le comprendre et pour cela avoir établi son schéma. C'est une opération généralement facile. Il faut d'abord déterminer le *nombre de pôles*. Si l'induit est séparé, il suffit de suivre une bobine d'une encoche à l'autre : suivant qu'elle embrasse la moitié, le quart ou le sixième... de l'induit, la dynamo a deux, quatre ou six... pôles.

Si les balais ne sont pas disposés régulièrement autour de l'induit, l'enroulement est *certainement ondulé ;* mais s'ils sont disposés régulièrement, on ne peut conclure avec certitude (l'enroulement peut être série multiple avec $2a = 2p$). Si les fils qui vont au collecteur se rabattent vers les axes des bobines, l'enroulement est *imbriqué :* s'ils s'en écartent, l'enroulement est *ondulé*.

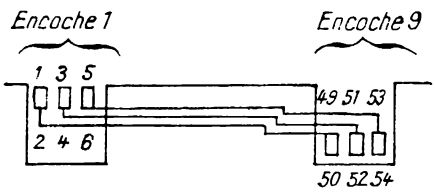


Fig. 1.34.

Le *nombre des bobines* est égal au nombre d'encoches; le *nombre de sections* est égal au nombre de lames du collecteur. En faisant le rapport de ces deux nombres, on obtient le *nombre de sections par bobine.*

EXEMPLE. — Enroulement imbriqué 6 pôles, 51 encoches, 153 lames au collecteur. Il y a donc 153 sections, 306 faisceaux, donc $\frac{306}{51} = 6$ faisceaux par encoche.

Deux faisceaux d'une même section doivent être placés dans des encoches distantes d'un pas polaire. Or, par pas polaire, il y a 51 : 6 = 8,5 encoches. La première section ira donc de l'encoche 1 à l'encoche 9 ou 10.

Supposons qu'elle va de l'encoche 1 à l'encoche 9. Pour se rendre du faisceau aller au faisceau sortie de la première section, il faut franchir 8 × 6 faisceaux (*fig. 34*). Le pas y_1 est donc égal à 8 × 6 + 1 = 49. On en déduit $y_2 = 47$ ou 51.

On voit que l'incertitude sur le schéma de bobinage est bien réduite : l'examen de deux connexions permettra l'établissement du schéma exact.

RÉACTION D'INDUIT

21. **Fait expérimental.** – A la vitesse N, avec l'excitation J, une génératrice a, entre ses bornes, *à vide*, une D. D. P. E_v.

A la *même vitesse*, la *même excitation*, mais débitant un courant I, elle représente entre ses bornes une D. D. P. U.

L'expérience montre que l'on a l'inégalité [1]. $E_v - U > R_a I$ ou $U + R_a I < E_v$ soit $E_{ch} < E_v$ (R_a = résistance de l'induit; E_{ch} = F. É. M. en charge).

La F. É. M. de la génératrice est affaiblie par le courant dans l'induit.

A vitesse N égale, cette diminution de la F. É. M. $E = \frac{p}{a}\frac{N}{60} n\Phi$ ne peut être imputable qu'à un *affaiblissement du flux* et cet affaiblissement est dû évidemment à l'*intervention de la F. M. M. de l'induit.*

Comment? C'est l'objet de l'étude de la *réaction d'induit.*

22. **Définitions.** – Nous désignerons par Φ_v, Φ_{ch} les flux utiles par pôle à vide et en charge; $h = E_v - U$ la *chute de tension* de la machine (E_v et U à la même vitesse et la même excitation) et h_m la réaction magnétique :

$$h_m = E_v - E_{ch} = \frac{p}{a}\frac{N}{60} n(\Phi_v - \Phi_{ch}) \qquad \text{d'où} \qquad E_v - U = h = R_a I + h_m$$

Ligne *neutre théorique* et ligne *neutre magnétique* des droites indéfinies, toutes deux normales à l'axe de rotation :

la première dans le plan de symétrie de deux pôles consécutifs;

[1] $R_a I$ est la somme des chutes qui, pour le courant I, se produisent dans l'enroulement d'induit, les fils de connexions intérieures, et aux contacts balais-collecteur. Cette dernière chute est fonction de nombreuses variables (température du balai, pression de celui-ci sur le collecteur, sens du courant, etc.). Sauf pour de très faibles densités de courant dans les balais, elle est à peu près indépendante de la charge et pour l'ensemble des deux lignes de balais (positive et négative) varie de 1,5 à 2 V.

la deuxième dans le plan dans lequel les brins actifs ne sont le siège d'aucune F. É. M. Il est essentiel d'observer que :

– la F.É.M dans un faisceau change de sens sur une ligne neutre magnétique ;

– le courant dans un faisceau change de sens sur une ligne de balais.

23. **Réaction d'induit transversale.** – Soit une génératrice bipolaire dont les balais B_1, B_2 sont calés sur la ligne neutre théorique (*fig. 35*). Avec les polarités et le sens de rotation indiqués, les sens des courants dans les conducteurs de l'induit sont ceux de cette même figure.

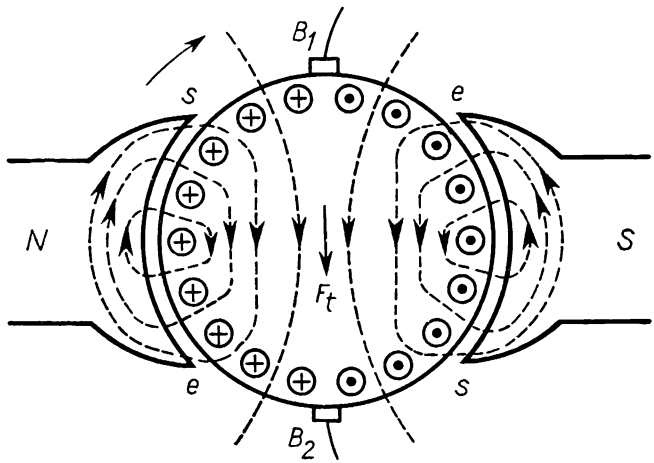


Fig. 1.35.

L'induit ([1]) nous apparaît comme une bobine dont la F. M. M. est perpendiculaire à l'axe des pôles. On l'appelle *réaction transversale.*

Nous avons représenté quelques lignes d'induction du flux dû à cette F. M. M. Ce flux est surtout important sous les pôles (moindre réluctance) et ses lignes d'induction franchissent deux fois l'entrefer. Nous désignerons donc sous le nom de *F. M. M. transversale* celle dont l'effet est, de loin, le plus important c'est-à-dire celle qui est due aux brins actifs situés *sous les pôles :*

$$F_t = nI \times \frac{\alpha_p}{p_p} \qquad \begin{matrix} \alpha_p = \text{arc polaire} \\ p_p = \text{pas polaire} \end{matrix}$$

(nI = F. M. M. par pôle).

24. **Affaiblissement du flux par la réaction transversale.** – La *figure 35* montre que, du fait de la réaction transversale, les cornes d'*entrée e* des pôles *N* et *S* sont *désaturées*, les cornes de sortie *s* de ces mêmes pôles sont *sursaturées* ([2]).

([1]) Au point de vue magnétique son effet est le même s'il tourne ou s'il ne tourne pas.

([2]) Car le flux utile va de *N* vers *S*.

Or le point figuratif de la dynamo *à vide* est, en M, sur le graphe $\Phi(F)$ (*fig. 36*) *dans le coude* et cette figure montre que le gain sur le flux en *s ne compense pas* la perte sur le flux en *e*. Globalement le flux par pôle est donc affaibli par la réaction transversale.

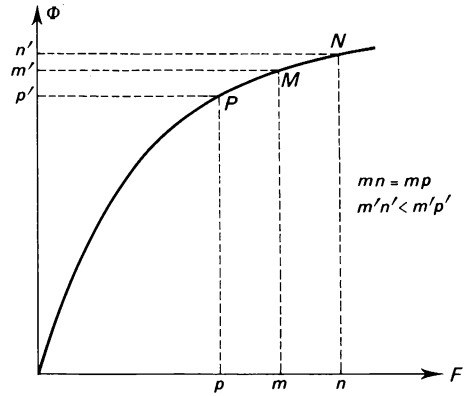


Fig. 1.36.

25. **Distorsion du flux par la réaction transversale.** – L'accroissement de l'induction sous la corne polaire de sortie et sa diminution sous la corne polaire d'entrée ont pour effet de faire *tourner la ligne d'induction moyenne mn* dans le sens de la rotation (*fig. 37*).

Cette distorsion magnétique a pour conséquence la *rotation* d'un angle α de la *ligne neutre magnétique.* [1]

La plus grande F. É. M. de la machine est obtenue alors en décalant les balais B_1B_2 de l'angle α *en avant* de la ligne neutre théorique.

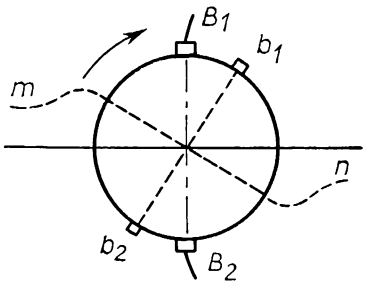


Fig. 1.37.

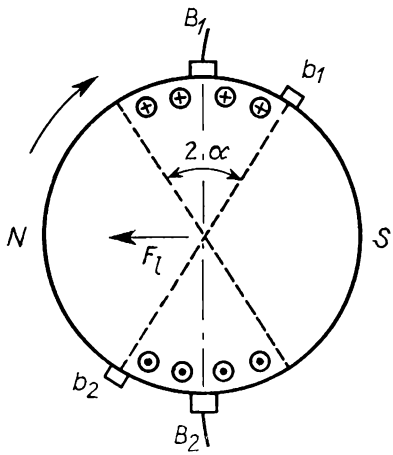


Fig. 1.38 [2].

[1] Elle peut expliquer le couple électromagnétique résistant en rappelant que les lignes d'induction se comportent comme des fils élastiques tendus.

[2] F_l représente la F. M. M. démagnétisante F_d.

26. **Le décalage des balais engendre une réaction longitudinale.** — Le décalage des balais justifié par la distorsion du flux est parfois *accentué* dans le sens de la rotation, pour améliorer la commutation [§ 37]. Désignons le toujours par α.

C'est toujours *suivant la ligne des balais* que le courant dans un brin actif *s'inverse*. La *figure 38* montre que les brins actifs contenus dans l'angle 2α, équivalent à une bobine dont la F. M. M. est dans l'axe des pôles principaux (réaction *directe*) et antagoniste c'est-à-dire soustractive. Elle a pour expression :

$$F_d = nI \times 2\alpha 2\pi = \alpha nI/\pi$$

et son effet démagnétisant est beaucoup plus important que la réaction transversale.

REMARQUE. — Pour des raisons de commutation [§ 37] on *ne décale pas* les balais *en arrière* (par rapport à la rotation). Si on y était conduit la réaction directe serait additive et *magnétisante* ($\Phi_{ch} > \Phi_v$) [1].

Dans la construction actuelle, on tend à maintenir la ligne des balais *sur la ligne neutre théorique*. Dès lors la réaction directe *n'existe pas*.

27. **Facteurs de construction et d'exploitation dont dépend la réaction magnétique.**

I. CONSTRUCTION. — Pour le constructeur la réaction magnétique est surtout un affaiblissement et une distorsion du flux. Cette réaction est d'autant plus *grande* que :

a) L'*entrefer* est plus *faible* car, dans ce cas il suffit pour produire le flux principal, d'une F. M. M. d'inducteur plus faible et la F. M. M. de l'induit prend une importance relative plus grande.

b) La *denture* est *peu saturée*. Cela tient au fait (*fig. 35*) que les lignes d'induction du flux transversal passent à *travers les dents* et le flux transversal est plus grand quand la réluctance des dents est plus faible.

II. EXPLOITATION. — Pour l'utilisateur, la réaction d'induit :

$$h_m = \frac{p}{a}\frac{N}{60} n(\Phi_v - \Phi_{ch})$$

joue le rôle d'une *véritable F. C. E. M.* Il sait que :

a) La réaction d'induit est *proportionnelle* à la *vitesse N*. Il faut en tenir compte dans les machines à vitesse variable.

b) Elle *croît* en même temps que le *débit I* puisque la F. M. M. transversale est proportionnelle au courant *I* dans l'induit.

[1] Analogie avec la réaction d'induit des alternateurs [II, chap. 7]. Au paramètre ψ correspond ici l'angle α.

c) Elle est *fonction de l'excitation J* puisqu'elle est liée à l'importance relative de la F. M. M. d'induit par rapport à la F. M. M. de l'inducteur. Dans quel sens varie h_m quand l'excitation J croît ?

– dans les petites machines (balais décalés en avant) où l'importance de *la F. M. M. antagoniste* est prépondérante la réaction magnétique h_m varie en sens *inverse* de *l'excitation ;*

– dans les machines plus importantes sans décalage des balais la *saturation des dents* est prépondérante. Dans une machine peu saturée, le point figuratif M (*fig. 36*) n'atteint pas le coude et l'affaiblissement de flux est peu marqué. Donc la réaction magnétique varie *dans le sens de l'excitation.*

28. **Graphes de réaction magnétique.** – C'est la famille de graphes $h_m(I)$ en prenant l'excitation J pour paramètre. L'expérience montre que :

1° Pour les machines *assez puissantes* les graphes $h_m(I)$ sont sensiblement des droites passant par l'origine.

2° Pour de *petites machines* à fort décalage des balais, ce sont des arcs de paraboles.

3° L'excitation J n'*a pas une influence très sensible.* Dès lors, avec les excitations usuelles, on peut adopter un *graphe moyen* $h_m(J)$ et le considérer comme valable quelle que soit l'excitation (dans certaines limites).

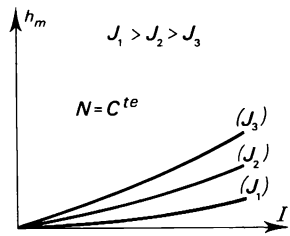


Fig. 1.39.

4° A la pleine charge I_n et dans les machines courantes :

Chute par résistance $R_a I_n$ = 1,5 à 3,5 % de U_n (U_n = tension normale). Réaction magnétique $h_m \leqslant 2R_a I_n$ [1].

29. **Inconvénients de la réaction magnétique.** – La réaction d'induit :

1° *Diminue la F. É. M.* E_{ch} *de la machine.* Comme cette diminution doit être rattrapée par l'accroissement de l'excitation de la machine (d'où une augmentation des pertes par effet Joule dans l'enroulement inducteur) la réaction d'induit *abaisse indirectement son rendement ;*

2° *Crée des risques de coup de feu au collecteur* (flash). Considérons (*fig. 40*) une section à pas diamétral. Si B désigne l'induction dans l'entrefer au droit de chacun de ses faisceaux,

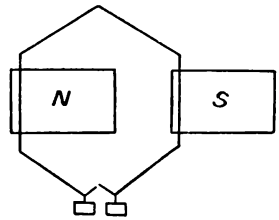


Fig. 1.40.

[1] Dans le cas général, on écrit $E_{ch} = f(F_i - kF_a)$ avec F_i = F. M. M. d'inducteur, F_a = F. M. M. d'induit, k compris entre 0,1 et 0,3.

la F. É. M. induite dans cette section à l'instant considéré est :

$$e = 2BLV \times K,$$

K désignant le nombre de brins en série dans chaque faisceau de longueur L, animé d'une vitesse tangentielle V.

La F. É. M. e n'est autre à vide que la D. D. P. entre les lames de collecteur auxquelles sont soudées les extrémités de la section considérée; comme cette F. É. M. est proportionnelle à B, le graphe de la D. D. P. entre deux lames voisines ([1]) en fonction de la distance comptée le long du collecteur est homothétique, par rapport à l'axe des abscisses, du graphe des inductions B en fonction de la distance comptée le long de l'entrefer I, *fig. I,7*).

Supposons une machine à forte réaction d'induit. La F. M. M. transversale a provoqué, sur la corne de sortie des pôles, un accroissement important d'induction, auquel correspond, dans la même proportion, une augmentation de la tension entre les lames directement reliées aux faisceaux placés sous ces cornes de sortie (*fig. 35*).

En surcharge (ou en court-circuit) ou bien à la rupture ([2]) de cette surcharge (ou de court-circuit), cette D. D. P. entre lames voisines peut devenir capable d'amorcer un arc par-dessus le mica qui les sépare et cet arc se propage instantanément ([3]) d'un balai à l'autre. Le collecteur est brusquement entouré d'une couronne de feu : c'est le *coup de feu au collecteur* ou *flash* ([4]), accident sérieux, car il cause au collecteur des détériorations souvent graves.

3° *Accroît la constante de temps de l'enroulement d'induit.* Dans l'expression de la constante de temps L/R de l'induit, l'inductance L est celle des spires qui créent la F. M. M. transversale. Une grande constante de temps est défavorable dans les machines qui doivent réagir rapidement lorsque varie le courant dans l'induit (servomécanismes).

([1]) Nous supposons ici que l'enroulement est imbriqué simple.

([2]) Dans ce cas, c'est l'inductance de l'induit qui provoque les étincelles entre lames; mais celles-ci (rapport du flux propre d'induit au courant qui le crée) est d'autant plus grande que le flux propre de l'induit est plus important, autrement dit que la réaction magnétique de l'induit est plus grande.

([3]) Par les vapeurs de métal volatilisé par l'arc et par l'ionisation intense due à celui-ci, l'espace compris entre les balais (espace parcouru rapidement par les lames) est rendu conducteur.

([4]) Cet accident est à craindre surtout dans les machines de grande puissance et d'assez haute tension (valeur déjà élevée de la tension moyenne entre lames voisines) particulièrement dans les machines de traction (fréquents courts-circuits). L'expérience montre qu'il peut se former un flash lorsque la tension entre deux lames voisines dépasse 35 V. En pratique, on évite cet effet en limitant à 20 V au maximum la tension *moyenne* entre lames voisines.

30. **Diminution ou compensation de la réaction magnétique de l'induit.** – On peut toujours parer à la diminution de la tension causée par la réaction magnétique en augmentant, en même temps, l'excitation de la dynamo. Mais les autres inconvénients subsistent. Deux méthodes peuvent être appliquées pour réduire leur importance ou les supprimer :

1° *Réduire, par divers artifices, la déformation du graphe de l'induction dans l'entrefer.* – Tout d'abord, on évite de donner à la F. M. M. d'induit à pleine charge une valeur trop élevée (1/2 ou 2/3 au maximum) par rapport à la F. M. M. de l'inducteur.

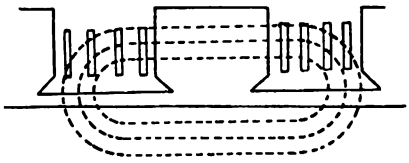


Fig. 1.41.

On peut ensuite *saturer les cornes polaires*, ce qui donne au graphe d'induction due à l'inducteur et à l'induit une forme plus arrondie, *augmenter* progressivement *l'entrefer de la corne d'entrée à la corne de sortie*, ce qui donne au graphe d'induction B_i à vide une déformation initiale inverse de celle que provoque la réaction d'induit, *saturer les dents* de l'armature d'induit.

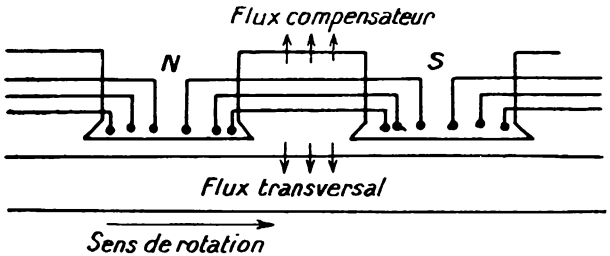


Fig. 1.42.

2° *Annuler la réaction transversale par une F. M. M. opposée.* – On emploie à cet égard des *enroulements* de *compensation* disposés dans des encoches ménagées dans les pièces polaires. La *figure 42* en donne la vue frontale et montre que, le sens de parcours du courant dans cet enroulement étant judicieusement choisi, sa F. M. M. est opposée à la F. M. M. transversale de l'induit.

Pour qu'elle lui soit égale à toutes charges, on donne à cet enroulement un nombre de spires convenable et on le connecte *en série avec l'enroulement d'induit* afin que sa F. M. M. soit proportionnelle – comme la F. M. M. à annuler – au courant d'induit lui-même ([1]).

([1]) La F. M. M. des enroulements compensateurs doit annuler la F. M. M. transversale *sous les pôles*, c'est-à-dire entre leurs cornes polaires. Elle doit donc être égale à $F_t \times$ arc polaire/pas polaire. Dans l'espace en dehors de l'entrefer, ce sont les pôles de commutation qui annulent la F. M. M. transversale.

Les enroulements compensateurs accroissent sensiblement le prix de la machine. C'est pourquoi on ne les emploie que sur les machines de très grande puissance (1 000 kW et plus) surtout lorsque les faibles vitesses exigent de forts courants. On les utilise aussi – et même pour les machines de quelques kilowatts – dans les servomécanismes pour réduire la constante de temps de l'induit ([1]).

Ajoutons que de la réaction d'induit on tire parfois des effets utiles dans les génératrices dites *spéciales* (chap : 3).

COMMUTATION

31. **Fait expérimental.** – Sur une dynamo en charge, on observe souvent entre balais et collecteur de petites étincelles. Tant qu'elles sont bleu-blanches, de forme ronde, claquantes comme des étincelles de condensateur, elles sont acceptables parce qu'elles ne provoquent pas de détérioration des balais et du collecteur. Mais si elles deviennent jaunâtres, triangulaires, en forme de flèche, c'est signe que des particules de collecteur ou de charbon sont arrachées et brûlent. Le collecteur noircit. L'usure des balais et du collecteur est certaine.

La cause de ces étincelles réside dans la *commutation*, c'est-à-dire l'ensemble des phénomènes qui accompagnent le renversement du sens du courant dans la section court-circuitée par un balai. Nous en donnerons ici une théorie très élémentaire, mais suffisante pour comprendre dans quel sens il faut agir pour réduire l'importance des étincelles destructrices.

32. **Forces électromotrices dans une section en commutation.** – Considérons 3 sections N, M, P (*fig. 43*) consécutives au moment où la section M franchit la ligne neutre et se trouve *court-circuitée par le balai.*

Quand elle occupait la position N, elle était traversée par le courant $+ I/2$ (I = courant par balai). Quand elle occupera la position P, elle sera traversée par le courant $- I/2$.

Donc, dans cette section M dite *en commutation* le courant doit *s'inverser* (et passer de $+ I/2$ à $- I/2$) pendant le *temps très court* T (de l'ordre de la milliseconde) que dure le court-circuit de cette section.

Cette section est le siège de deux F. É. M.

1° Une F. É. M. d'*autoinduction* qui tend à prolonger le courant de *sens horaire* qui la traversait antérieurement. Cette F. É. M. dont l'expres-

([1]) Également dans des moteurs de faible puissance lorsque le rapport des vitesses extrêmes obtenues par action sur le champ doit être de 2 environ [5, 12].

sion est $e_a = -L\,dj/dt$ (j = courant dans la section M à l'instant t) et qui est proportionnelle à l'inductance L de la section en commutation, est appelée F. É. M. de *réactance*.

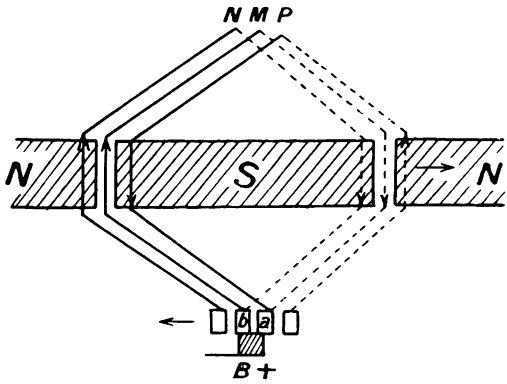


Fig. 1.43.

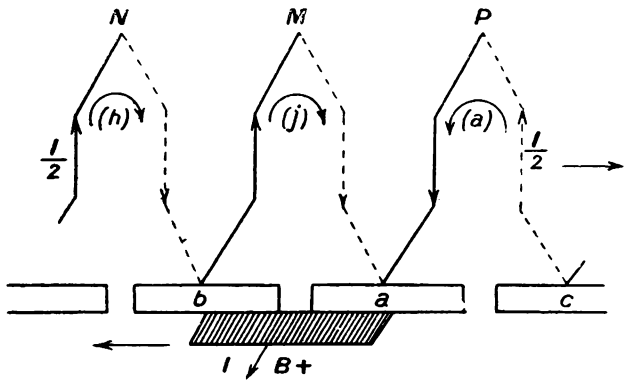


Fig. 1.44 ([1]).

2° Une F. É. M. d'*induction* $e_t = -d\Phi_a/dt$ ($d\Phi_a$ = flux transversal coupé par les brins actifs de M pendant le temps dt).

Cette F. É. M. s'*ajoute à la précédente* puisque le sens du flux transversal est (*fig. 35*) le même que celui du pôle dont s'éloignent les brins actifs de la section M.

Elle n'existe pas lorsque la machine est munie d'enroulements de compensation qui annulent le flux transversal.

([1]) Afin de rendre la *figure 43* plus claire, nous avons (*fig. 44*) supprimé le chevauchement des sections en les étalant sur un plan horizontal.

33. **Courant entre le balai et les lames. Commutation linéaire.** — Aucune étincelle ne peut jaillir entre le balai B et la lame a qu'il quitte, si à ce moment et *spontanément* le courant entre a et B s'est annulé. Il en est ainsi lorsque les deux conditions suivantes sont réalisées.

1° *Aucune F. É. M. dans la section M en commutation.*

2° *Résistance de contact* entre un balai et une lame *inversement proportionnelle* à la surface de contact.

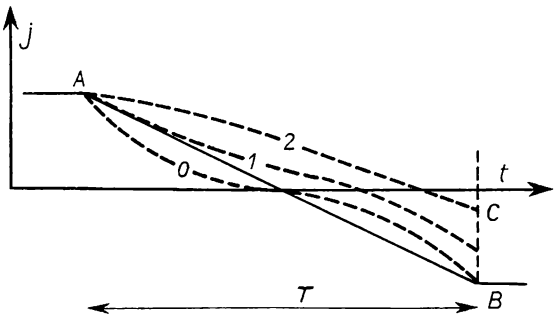


Fig. 1.45 (1).

Dans ces conditions la répartition des courants qui, venant de N et de P, doivent passer par le balai B, s'effectuerait, entre b et B, entre a et B *suivant les conductances bB, aB* (suivant les surfaces de contact). Celles-ci variant linéairement avec le temps, le graphe $j(t)$ dans la section M pendant le temps T de la commutation serait, entre $+ I/2$ et $- I/2$, une droite (*fig. 45*). A la fin de la commutation le courant entre a et B serait *spontanément nul* (pas d'étincelle). La commutation serait dite idéale ou *linéaire.*

34. **Pourquoi la commutation n'est pas linéaire.** — En réalité, sauf artifice, la commutation n'est pas linéaire pour deux raisons :

1° *Sens défavorable des F. É. M.* e_a *et* e_t. — Elles engendrent, dans la section M court-circuitée par le balai B, un courant :

$$i_{cc} = (e_a + e_t)/\rho$$

(ρ = résistance totale du circuit de la section M) dont le sens est *celui de la section N*, donc qui s'ajoute au courant qui vient de la section P et qui devrait s'annuler au bout du temps T.

Notons que la F. É. M. de réactance e_a est en général beaucoup plus importante que e_t. La *principale cause* d'une *mauvaise commutation* est la F. É. M. *de réactance.*

(1) Les ordonnées de A et de B sont respectivement $+ I/2$ et $- I/2$.

2° *Influence des chutes de tension aux contacts.* – Dans le cas de la *figure 44* il se produit :

– une *chute* de tension ε_1 *dans le sens aB* au contact *aB* ;

– une *chute* de tension ε_2 *dans le sens bB* au contact *bB*.

Donc, si nous négligeons la F. É. M. e_t (toujours faible et parfois nulle) due au flux transversal et si nous désignons par ρ la résistance de la section *M* en commutation parcourue par le courant *j*, la loi d'Ohm appliquée au circuit du courant *j* donne $-L\,\mathrm{d}j/\mathrm{d}t - \varepsilon_1 + \varepsilon_2 = \rho j$ (élévation de potentiel dans le sens *Bb*), soit :

$$-L\,\mathrm{d}j/\mathrm{d}t - (\varepsilon_1 - \varepsilon_2) = \rho \times j \qquad (1)$$

Or l'étude des chutes de tension au contact a montré que ε varie suivant la *densité de courant J* au contact, suivant le graphe de la *figure 47*. Il en résulte que :

a) Les chutes de tension ε_1, ε_2 *influent* comme les F. É. M. sur la *loi de variation j(t)*.

b) La différence $\varepsilon_1 - \varepsilon_2$ se retranchant de la F. É. M. (défavorable) de réactance (équation 1), il y a intérêt à avoir $\varepsilon_1 - \varepsilon_2$ *aussi grand que possible.*

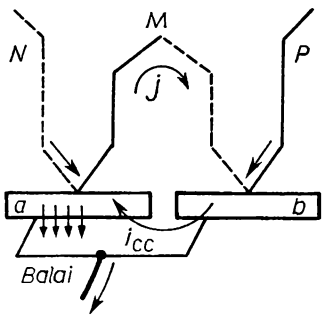


Fig. 1.46. – Le courant *j* est formé de i_{cc} et d'une fraction des courants venant de *N* et de *P*.

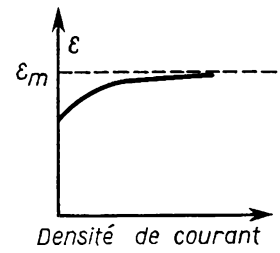


Fig. 1.47.

c) A *la fin de la commutation* ε_1 tend vers sa valeur limite supérieure ε_m de telle sorte que la différence $\varepsilon_1 - \varepsilon_2$ cesse de croître et se met à décroître (circonstance défavorable).

En définitive l'expérience montre que le graphe *j(t)* dans la section *M* durant le temps *T* est celui (*fig. 45*) :

– du graphe (0) si *L* et *I* sont faibles ;

– du graphe (1) si *L* et *I* sont plus grands. Le courant entre *b* et *B* n'est pas encore annulé à l'instant *T* ou *B* quitte *b*. Une étincelle de rupture s'amorce permettant la prolongation du courant ;

– du graphe (2) si *L* et *I* sont plus grands encore. La valeur résiduelle *BC* du courant *bB* est voisine de *I*/2 et donne lieu à une forte étincelle. La commutation est *mauvaise*.

De ce qui précède il résulte que, pour améliorer la commutation on peut :

1° Rendre les F. É. M. e_a et e_t les plus faibles possibles;

2° Accroître les chutes de tension au contact balai-collecteur ([1]);

3° Créer, dans la section en commutation une F. É. M. égale et opposée à la F. É. M. $e_a + e_t$.

Nous avons supposé que la largeur du balai est égale à celle d'une lame. Que devient la théorie précédente si, comme c'est le cas, le balai couvre plusieurs lames?

Plusieurs sections sont simultanément en court-circuit. Dans l'une d'elles, du fait de l'inductance mutuelle M causée par les autres, la F. É. M. de réactance est *accrue*, car elle doit s'écrire $-(L + M)\,\mathrm{d}j/\mathrm{d}t$.

Mais la valeur moyenne de $\mathrm{d}j/\mathrm{d}t$ est plus faible puisque la durée de la commutation est plus grande, ce qui fait *décroître* la F. É. M.

Les deux effets agissant dans des sens opposés, les conditions énoncées de la commutation linéaire demeurent valables.

35. **Diminution des F. É. M. dans la section en commutation.** — La F. É. M. e_t est diminuée quand on diminue le flux transversal. Nous avons montré [30] comment on y parvient.

Quant à la F. É. M. de *réactance* dont la valeur *moyenne* est LI/T (puisque le courant varie de $+ I/2$ à $- I/2$ dans le temps T) on peut, pour la diminuer, agir sur deux facteurs :

a) *Action sur le rapport* $\frac{L}{T}$. On réduit le rapport $\frac{L}{T}$ en augmentant le nombre c de lames du collecteur. En effet L est sensiblement proportionnel au carré du nombre de spires par section, donc inversement proportionnel au carré du nombre c de lames :

$$L = \frac{K}{c^2} \qquad (K = \text{coefficient de proportionnalité}).$$

Par ailleurs, le temps T de commutation est proportionnel à la largeur d'une lame, donc inversement proportionnel au nombre de lames :

$$T = \frac{K'}{c}$$

Donc la valeur moyenne de la tension de réactance proportionnelle au rapport $\frac{L}{T}$ est sensiblement proportionnelle à :

$$\frac{K}{c^2} \times \frac{c}{K'} = \frac{K}{K'} \times \frac{1}{c}$$

donc à peu près inversement proportionnelle au nombre de lames.

([1]) On peut aussi augmenter la résistance de la section en commutation au moyen de connexions *radiales* (entre section et collecteur) résistantes.

On est évidemment limité dans la voie de l'augmentation du nombre de lames par les risques de déformation du collecteur (lames trop étroites) (1) ou par l'effet de la force centrifuge (diamètre du collecteur trop grand). Notons que l'augmentation de T par diminution de la vitesse de rotation de la machine n'est pas à envisager, car cette vitesse de rotation est généralement imposée par les conditions de bonne marche de l'appareil entraînant (marche en générateur) ou entraîné (marche en moteur).

Ce qui précède explique pourquoi une bonne commutation est *difficile* à réaliser dans les machines *à haute tension* (nombreuses spires par section) et à *grande vitesse* de rotation (2).

b) *Action sur I.* – Nous avons montré [34] qu'une forte densité du courant passant du collecteur au balai est une condition de mauvaise commutation. Lorsque les courants débités deviennent importants, on est donc conduit à l'emploi d'enroulements parallèles multiples avec deux collecteurs disposés de part et d'autre de l'induit.

36. **Accroissement des chutes de tension au contact balai-collecteur.** – Nous avons montré [34] que ces chutes de tension ont un *effet utile*. C'est pourquoi :

a) La substitution de balais en charbon aux balais primitifs en cuivre a permis d'améliorer sensiblement la commutation.

b) Il ne faut pas remplacer par des balais quelconques les balais usés d'une machine à collecteur (s'adresser au constructeur).

c) Un balai graphitique qui, sous l'action d'une densité de courant excessive a rougi, est un balai perdu, parce que sa pâte s'est désagrégée et la résistance de contact est diminuée.

d) Une machine qui commute bien à froid peut donner à la même charge, mais à chaud, de dangereuses étincelles. C'est parce que l'échauffement du collecteur et des balais a diminué les résistances de contact entre les balais et le collecteur.

e) Tout ce qui influe sur la qualité du contact balai-collecteur influe sur la commutation : état du collecteur (propreté, émergence des micas), bon portage des balais et constance de leur pression (100 à 300 g/cm^2) sur le collecteur; défaut d'équilibrage, faux rond causant des vibrations et des variations de cette pression.

C'est donc l'*amélioration du contact balai-collecteur* que l'exploitant devra tout d'abord assurer lorsqu'une dynamo produit des étincelles au collecteur.

(1) L'épaisseur des lames du collecteur ne descend pas au-dessous de 4 mm.

(2) Les vitesses périphériques atteignent 35 à 40 m/s et ne peuvent dépasser 80 m/s.

37. **Annulation des F. É. M. défavorables par une F. É. M. de renversement.** — On peut créer, dans la section en commutation une F. É. M. dite de *renversement*, opposée à l'ensemble $e_a + e_t$ de deux façons :

1° *Décalage des balais.* — Remarquons tout d'abord que, du fait du déplacement, dans le sens de la rotation, de la ligne neutre magnétique, les balais devront être décalés en avant pour maintenir sur la ligne magnétique réelle les brins actifs dans lesquels s'effectue le renversement du sens du courant.

Mais il est facile de montrer qu'un décalage supplémentaire des balais en avant (dans le sens de la rotation) permet d'engendrer, dans la section en commutation, une F. É. M. de sens opposé aux F. É. M. e_a et e_t (*F. É. M. de renversement*).

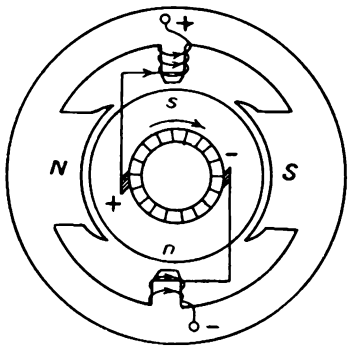


Fig. 1.48.

Reportons-nous à la *figure 44*. Décalons le balai en avant de la largeur d'une lame par exemple. Dès lors, le balai *B* chevauchant les lames *a* et *c*, c'est dans la section *P* que s'effectuera le renversement du sens du courant. Or, les brins actifs de cette section *P* ne sont plus sur la ligne neutre : ils coupent les lignes de flux et sont, de ce fait, le siège d'une F. É. M. dans le sens anti-horaire, c'est-à-dire dans le sens opposé aux F. É. M. e_a et e_t.

Et plus les balais sont décalés en avant, plus le flux coupé par les brins actifs de la section de commutation sera considérable, plus grande sera la F. É. M. de renversement. Avec un décalage suffisant des balais, cette F. É. M. sera égale à la somme $e_a + e_t$. Le décalage des balais en avant améliore donc la commutation.

2° *Pôles de commutation ou pôles auxiliaires.* — Ce sont des pôles dont les axes coïncident avec les lignes neutres théoriques de la machine (*fig. 48*), leur rôle est de créer un flux capable :

1° D'annuler le flux transversal sur la ligne neutre théorique ;

2° D'engendrer en outre dans la section dont les brins actifs franchissent la ligne neutre théorique une F. É. M. opposée et « en moyenne » égale à la F. É. M. de réactance e_a.

Pour remplir ce double rôle, un pôle de commutation devra satisfaire plusieurs conditions :

1° *Sa polarité* devra être celle du pôle inducteur qu'on rencontre en tournant, à partir de la ligne neutre, dans le sens du mouvement. Cette condition apparaît par le simple examen des *figures 44* et *48*.

2° Son *flux* doit être *proportionnel au courant I* puisque les deux F. É. M. à annuler sont proportionnelles à ce courant. Pour cela il faut que :

a) Sa bobine inductrice soit parcourue *par le courant I* (ou bien une fraction constante de *I*);

b) Son circuit magnétique *ne soit pas saturé* (flux proportionnel à la F. M. M.).

Les connexions sont indiquées par la *figure 48*. Pour remplir la dernière condition, l'entrefer des pôles auxiliaires est relativement grand (1,5 fois l'entrefer des pôles principaux).

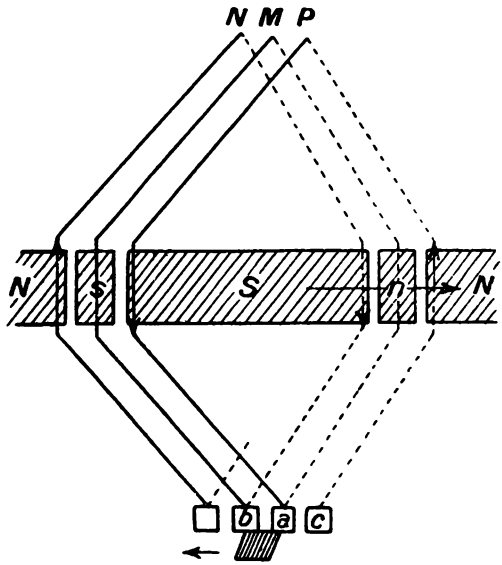


Fig. 1.49.

REMARQUE I. – Un pôle auxiliaire est toujours étroit afin de ne pas accroître les fuites magnétiques qu'il facilite entre les cornes polaires des pôles principaux. Par ailleurs, les faisceaux sur lesquels il agit étant généralement logés dans une même encoche, l'action de ce pôle doit s'exercer dans une zone étroite et bien définie. C'est pourquoi, dans une dynamo à pôles auxiliaires, *le calage des balais est rigoureux*. Établi par le constructeur, il ne doit pas être modifié.

REMARQUE II. – Dans les machines à commutation difficile (grande vitesse, forte réaction d'induit), on emploie simultanément les enroulements

de compensation qui annulent e_t en annulant le flux transversal et les pôles auxiliaires dont le rôle se limite à la création d'une F. É. M. égale à la F. É. M. de réactance [1].

38. **Comparaison du décalage des balais et de l'emploi des pôles auxiliaires.** — Le décalage des balais présente de sérieux inconvénients :

a) Il doit varier avec le débit de la machine.

b) Il doit changer de sens [4, 3] quand la machine est utilisée en moteur ou bien quand elle doit tourner dans les deux sens.

c) Il oblige à accroître l'intervalle entre les cornes polaires.

C'est pourquoi, à part le cas des très petites machines où le manque de place s'oppose à l'emploi de pôles auxiliaires, le décalage des balais est *complètement abandonné* [2].

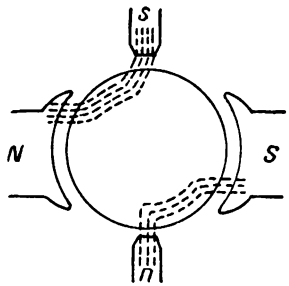


Fig. 1.50.

Le pôle auxiliaire n'est pas sans inconvénient : il accroît la distorsion du flux, son circuit magnétique se fermant par la corne polaire (déjà saturée par le champ de l'induit) d'un pôle principal. Il provoque une légère majoration des fuites entre cornes polaires (*fig.* 50).

Mais le pôle auxiliaire présente de très importants avantages : calage fixe des balais et possibilité d'opérer à des charges très variables, à des inversions du sens de rotation sans toucher aux lignes de balais, réduction du nombre de lames du collecteur et accroissement du courant par balai (meilleure utilisation des matériaux, machine plus économique), car au seul point de vue commutation, on peut adopter des charges trois fois plus grandes qu'avec le décalage des balais sans risque d'étincelles.

39. **Conclusion générale.** — Le vrai critère d'une bonne commutation est l'essai en charge. Mais le constructeur se réfère à quelques règles :

a) Maximum de la tension entre lames du collecteur (suivant que la machine ne possède pas ou possède des pôles auxiliaires) [3];

[1] L'enroulement de compensation a une action diffuse alors que celle du pôle auxiliaire est bien localisée. Quand le premier existe, on peut sans inconvénient atteindre une F. É. M. de réactance deux fois plus grande que sans enroulement de compensation.

[2] Quand une machine moderne n'est pas pourvue de pôles auxiliaires, les balais sont calés en avant de la ligne neutre dans une position telle que :

$$e_1 = \text{F. É. M. de renversement} = 0{,}5\, e_a.$$

e_a désignant la F. É. M. de réactance à pleine charge; celle-ci a été réduite assez pour qu'à la pleine charge la différence $e_a - e_1$ n'atteigne pas 4 ou 5 V, limite au-delà de laquelle on risque d'avoir des étincelles nuisibles.

[3] Environ 20 V dans une machine non compensée et 24 V dans une machine compensée.

b) Maximum de la F. É. M. de réactance ;

c) Constante de temps de la section en commutation inférieure au temps T de cette commutation ;

d) Parfaite symétrie électrique et mécanique.

L'usager doit savoir que les conditions primordiales d'une bonne commutation sont *mécaniques* : rectification du collecteur, fraisage des lames de mica, rodage des balais, nettoyage du collecteur, etc.

Le collecteur est le point faible de la machine à courant continu. La vérification constante de son état est très importante.

A RÉSOUDRE SUR LE CHAPITRE 1 :

Exercices 4.E.1 à 4.E.5 et problèmes 4.P.1 à 4.P.4 dans « Problèmes d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs : machines électriques » par A. FOUILLÉ.

CHAPITRE 2

GÉNÉRATRICES A COURANT CONTINU EN MARCHE INDUSTRIELLE

CARACTÉRISTIQUES

Les problèmes d'applications industrielles relatifs aux dynamos sont généralement résolus graphiquement à l'aide de graphes (en coordonnées cartésiennes) appelées *caractéristiques*.

1. **Caractéristiques usuelles.** — Le fonctionnement d'une machine à courant continu est régi par 4 variables : la *vitesse N*, le *courant d'excitation J*, la *tension aux bornes U*, le *courant I* dans l'*induit*.

Chaque machine a donc sa fonction $f(U, I, J, N) = 0$.

Si l'on prend une première grandeur comme *constante*, une deuxième comme *paramètre*, une troisième comme *variable*, une quatrième comme *fonction*, on obtient une *famille de courbes*.

Les caractéristiques dites *usuelles* d'une dynamo relevées à la suite d'essais dits *normaux* correspondent à l'hypothèse : *vitesse constante*.

Ces caractéristiques qui permettent la résolution graphique des problèmes industriels relatifs aux génératrices sont donc constituées par trois familles de courbes.

VITESSE CONSTANTE

NOM DE LA CARACTÉRISTIQUE	FONCTION	VARIABLE	PARAMÈTRE
Caractéristique à excitation constante $U(I)$ ou *caractéristique externe*	U	I	J
Caractéristique à tension constante ou *courbe de réglage* $i(J)$	J	I	U
Caractéristique à courant constant $U(J)$	U	J	I

REMARQUE. — On obtient facilement par voie graphique une famille de caractéristiques à partir d'une autre famille. Par exemple les points A, B, C d'un réseau de caractéristiques externes $U(I)$ appartiennent (*fig. 1*) à une caractéristique $U(J)$ à courant constant I_1.

C'est pourquoi, dans la suite nous étudierons particulièrement le réseau de *caractéristiques externes* $U(I)$, les autres familles s'en déduisant aisément.

2. **Caractéristique à vide. Graphe de chute de tension.** — Aux caractéristiques précédentes s'ajoutent deux caractéristiques.

1° La *caractéristique à vide* $E_v(J)$ à courant I nul (*fig. 2*) (cas particulier de la caractéristique à courant constant).

Pour la relever, on effectue le montage donné par la *figure 3*. Nous rappelons [t. 2, chap. 2] qu'elle est une *véritable courbe de magnétisation* et qu'elle

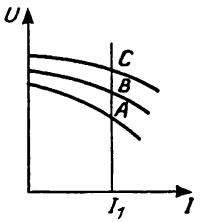


Fig. 2.1.

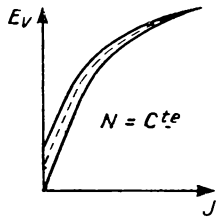


Fig. 2.2.

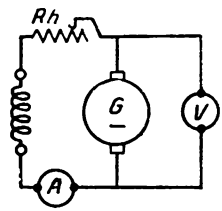


Fig. 2.3.

est affectée d'hystérésis, la caractéristique adoptée étant celle d'ordonnées moyennes) [1] et qu'enfin, en vertu de la formule :

$$E_v = \frac{p}{a}\frac{N}{60} n\Phi_v$$

à *excitation constante* (flux Φ_v constant) la F. É. M. E_v est *proportionnelle à la vitesse* N. Dès lors la caractéristique à vide à la vitesse N' se déduit (*fig. 4*) de la caractéristique à vide à la vitesse N en multipliant les ordonnées de celle-ci par le rapport N'/N.

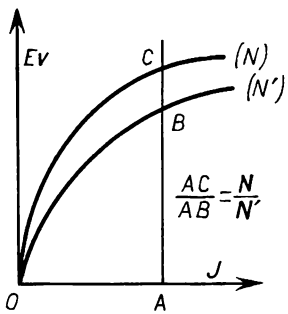


Fig. 2.4.

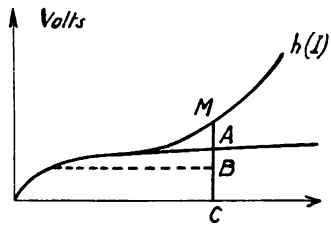


Fig. 2.5.

[1] Quelques précautions doivent être prises pour agir sur l'excitation *toujours dans le même sens* afin que l'hystérésis ne cause pas une erreur dans le tracé du graphe.

2° Le *graphe de chute de tension totale* $h(I)$ avec :

$$h = R_a I_a + h_m \ (^1)$$

soit :

$$h = E_v - U$$

R_a = somme des résistances de l'enroulement d'induit et des contacts balai-collecteur ;

h_m = réaction magnétique de l'induit.

Ce dernier graphe peut se déduire comme nous le montrerons de l'une des familles de graphes précédents.

Rappelons seulement qu'à vitesse constante le graphe $h(I)$ est sensiblement le même pour différents courants d'excitation (dans certaines limites).

REMARQUE I. – Dans ce qui suit, nous désignerons par :

E_v la F. É. M. *à vide* ou la F. É. M. due *à la F. M. M. de l'inducteur seul.*

E_{ch} la F. É. M. *en charge*, c'est-à-dire la F. É. M. due à la F. M. M. résultant de la F. M. M. de l'inducteur et de la F. M. M. de l'induit.

REMARQUE II. – Le graphe de réglage $J(I)$ (sous-entendu : *normal*) de la machine est celui pour lequel la tension constante est U_n.

On peut le relever expérimentalement (^{1}) ou bien le déduire d'une famille de caractéristiques externes.

Ce graphe sert à déterminer les rhéostats d'excitation et les régulateurs de tension.

MACHINE A EXCITATION SÉPARÉE

3. **Caractéristique externe** $U(I)$. – 1° *Définition.* – Nous appellerons caractéristique *externe* (sous-entendu *normale*) la caractéristique à *excitation constante* qui passe par le point de fonctionnement *normal.*

U_n = tension normale indiquée sur la plaque signalétique ;

I_n = courant normal indiqué sur la plaque signalétique ;

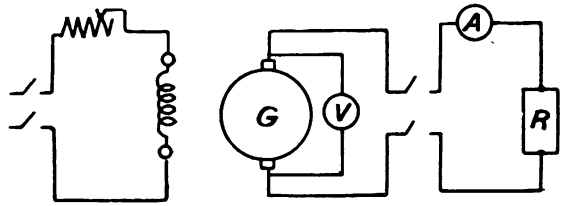


Fig. 2.6.

la vitesse maintenue constante étant la vitesse normale indiquée sur la plaque.

(^{1}) Plus rigoureusement, on doit distinguer la chute RI_a dans l'enroulement d'induit et la chute de tension ΔU aux balais en posant $R_a I_a = \Delta U + RI_a$. Cette distinction tient au fait que la chute de tension aux balais ΔU est indépendante de I et vaut 0,8 V ou 2 V suivant la nature des balais. Dans la courbe $h(I)$ de la *figure 5*, on distingue $BC = \Delta U$; $AB = RI_a$; $MA = h_m$.

2° *Relevé.* — Pour relever cette caractéristique, on exécute le montage donné par la *figure 6*. On entraîne la machine à sa vitesse normale que l'on maintiendra constante et l'on agit sur le récepteur R et sur l'excitation J de façon que le voltmètre V indique U_n et l'ampèremètre A indique I_n.

Là-dessus *on ne touche plus à l'excitation* et on agit sur le récepteur R de façon à faire décroître le courant débité de I_n à zéro. On note les valeurs correspondantes de U.

3° *Allure de la caractéristique externe* $U(I)$. — Elle est facile à prévoir.

On a en effet [1-22] :

$$E_v - U = R_a I + h_m = h\ (^1),$$

d'où :

$$U = E_v - (R_a I + h_m) = E_v - h.$$

A excitation constante, on a E_v = constante. Les ordonnées de la caractéristique externe diffèrent de celle de la droite E_v = constante par le terme $(R_a I + h_m)$.

4. **Particularités de la caractéristique externe.** — Ses particularités sont les suivantes :

a) *Très tendue, faiblement tombante.* — La chute $R_a I$ est faible. Si la réaction magnétique était annulée ($h_m = 0$), elle serait donc une droite faiblement inclinée.

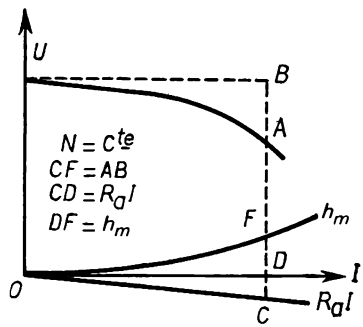


Fig. 2.7.

Mais avec $h_m \neq 0$, comme cette réaction magnétique croît, en fonction de I, plus que ne le voudrait la loi de proportionnalité, la caractéristique prend, aux fortes charges, la courbure indiquée (*fig. 7*).

b) *Permet le tracé du graphe de réaction d'induit* $h_m(I)$. — Il suffit de porter en ordonnée (*fig. 7*) les différences $E_v - U$ au-dessus de la droite $R_a I = f(I)$.

c) *Subit* (dans certaines limites) une simple *affinité* lorsque la *vitesse N varie* (*fig. 8*). En effet si on désigne par :

— U et E_{ch} la tension et la F. É. M. en charge à la vitesse N;
— U' et E'_{ch} la tension et la F. É. M. en charge à la vitesse N' :

$$U' = E'_{ch} - R_a I = (E_{ch} N'/N) - R_a I = [(U + R_a I)N'/N] - R_a I$$
$$= (UN'/N) - R_a I(1 - N'/N)$$

(1) La chute de tension h est d'environ 5 % à pleine charge pour les machines de grande puissance ($P > 100$ kW), 7 à 10 % en moyenne puissance (10 à 100 kW) et 10 à 15 % en petite puissance ($P < 5$ kW).

D'où :

$$U'/U = N'/N - [R_a I(1 - N'/N)]/U$$

Comme $R_a I/U$ *est toujours faible*, on peut écrire $U'/U = N'/N$ tant que N'/N ne s'éloigne pas trop de l'unité.

d) *Subit* (dans certaines limites) une simple *translation* lorsqu'on opère avec une *excitation* (constante) *différente*.

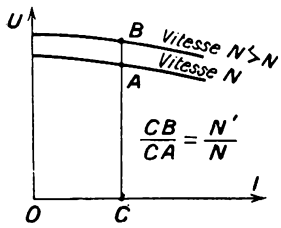


Fig. 2.8.

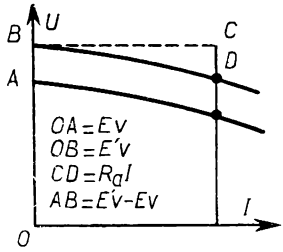


Fig. 2.9.

En effet, $U' - U = E'_v - E_v$ pour un courant I donné.

La caractéristique $U(I)$ s'est donc déplacée par translation de la grandeur $E'_v - E_v$ (*fig. 9*).

5. **Caractère essentiel : tension réglable dans de larges limites et dans les deux sens.** – Rappelons l'expression de la tension U entre bornes :

$$U = E_{ch} - R_a I = \frac{p}{a}\frac{N}{60} n\Phi_{ch} - R_a I$$

elle montre que, en agissant sur Φ_{ch}, c'est-à-dire sur le courant d'excitation de la dynamo, il est possible de modifier la F. É. M. E_{ch}, donc la tension U.

Si on se propose, en particulier, de maintenir constante la tension U quand le courant débité I augmente, il suffira de diminuer progressivement la résistance du rhéostat *Rh* appelé rhéostat d'excitation et plus fréquemment *rhéostat de champ*. En fait *on rattrape sur la F. É. M. les volts perdus par chute de tension.*

Si P désigne, sur la caractéristique externe (*fig. 10*), le point de fonctionnement à pleine charge, la tension qu'il faut ajouter à U est représentée par le vecteur PA.

La F. É. M. à vide (ou à circuit ouvert) E_v était représentée par l'ordonnée du point M. Ajoutons à cette ordonnée un vecteur égal à PA. La nouvelle valeur E'_v de la F. É. M. est représentée par l'ordonnée du point M' ; c'est dire que le courant d'excitation doit passer de J_1 (correspondant à M) à J'_1 (correspondant à M').

Le calcul du rhéostat de champ qui, en série avec l'enroulement inducteur de résistance R_i, permettra de faire passer, sous la tension constante U, le courant inducteur de J_1 à J'_1 est un calcul élémentaire.

REMARQUE. — On obtient facilement de façon directe, par l'expérience les différentes valeurs de l'excitation permettant, pour les différents débits, de maintenir constante la tension U. A cet effet on relève le *graphe de réglage* de la machine, c'est-à-dire le graphe $J(I)$ à vitesse et tension constantes. Ce graphe a l'allure donnée par la *figure 11.*

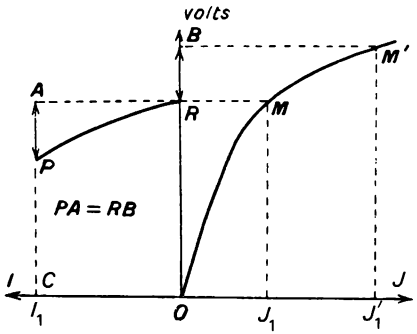


Fig. 2.10.

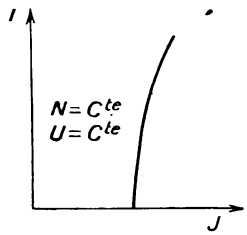


Fig. 2.11.

6. **Convient surtout à l'alimentation de moteurs à tension très variable.** — la propriété la plus précieuse de la machine à excitation séparée est sa *stabilité d'amorçage*, c'est-à-dire que, par l'excitation, on est maître de la tension aux bornes depuis son maximum jusqu'à sa plus faible valeur (tension due au flux rémanent). C'est pourquoi on l'utilise lorsque :

a) La tension doit varier dans les deux sens et dans de larges limites ;

b) On veut une tension proportionnelle à la vitesse (à excitation constante et faible débit) ;

c) On veut un courant d'excitation indépendant de la charge et de la vitesse ;

d) U est trop grand pour avoir une excitation-dérivation (qui exigerait un inducteur trop résistant) ;

e) Il est nécessaire d'amplifier et contrôler le courant d'excitation ;

f) On veut, sur une même machine, réaliser une combinaison de plusieurs excitations.

MACHINE EXCITÉE EN DÉRIVATION (SHUNT)

C'est le premier type de génératrice autoexcitatrice que nous étudions. Comme la machine, avant d'être utilisée, doit engendrer une F. É. M., nous sommes amenés à examiner tout d'abord les conditions de son amorçage.

7. **Point de fonctionnement à vide et conditions d'amorçage.** — Dans une machine dérivation (que nous supposerons ici sans rhéostat de champ) le courant d'excitation J est lié à la F. É. M. à vide E_v par deux relations :

1° Celle que traduit graphiquement la caractéristique à vide ;

2° La relation $E_v = R_i J$ (R_i = résistance du circuit d'excitation) qui exprime la loi d'Ohm appliquée à cet enroulement, puisque la F. É. M. E_v n'est autre que la D. D. P. entre les bornes d'induit à vide.

Résolvons graphiquement ce système d'équations. Traçons la caractéristique à vide *à vitesse normale* et la droite $E_v = R_i J$ passant par l'origine et faisant avec l'axe des abscisses un angle α tel que l'on ait :

$$\operatorname{tg} \alpha = R_i$$

compte tenu des échelles des ampères et des volts ([1]). Cette droite OZ rencontre la caractéristique à vide en un point P appelé *point de fonctionnement à vide* car, à ce point, correspond la F. É. M. que prendra la machine à vide.

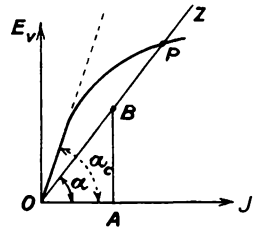


Fig. 2.12.

Pour que la machine engendre une F. É. M. notable, il faut évidemment que la droite OZ rencontre la caractéristique à vide, c'est-à-dire que la résistance du circuit inducteur (enroulement inducteur + rhéostat de champ) soit inférieure à la valeur R_c définie par la relation :

$$\operatorname{tg} \alpha_c = R_c \ (\textit{fig. 12}).$$

Cette résistance R_c, qui est le maximum compatible avec les possibilités d'amorçage, est appelée *résistance critique* du circuit inducteur.

La condition nécessaire à l'amorçage est que la résistance du circuit inducteur soit inférieure à sa résistance critique ([2]).

Mais cette condition n'est pas suffisante. Analysons, en effet, le mécanisme de l'amorçage de la génératrice à vide.

Une F. É. M. initiale — très faible d'ailleurs — est produite par le *flux rémanent* qui existe toujours dans les circuits magnétiques de la machine (les pôles en acier ayant été aimantés). Cette F. É. M. engendre un faible courant dans l'inducteur.

([1]) En effet tg α représente des ohms ; donc l'angle α dépend de l'échelle adoptée pour les ampères et les volts. Le plus simple est de considérer le point A tel que $OA = 1$ A et porter sur l'ordonnée correspondante une longueur à l'échelle des volts, $AB = R_i$. On a en effet :

$$\operatorname{tg} \widehat{AOB} = AB/AO = AB/1 = AB = R_i.$$

Sur l'ordonnée du point A toutes les longueurs portées à l'échelle des volts représentent des ohms.

([2]) La tension à vide ne peut être réglée de façon pratiquement stable que dans une marge qui atteint rarement 50 % de la tension à vide maximale. Il faut que R_c soit au moins le double de la résistance de l'enroulement inducteur.

Si ce faible courant engendre une F. M. M. qui renforce le flux rémanent, celui-ci est accru : la F. É. M. s'élève, le courant inducteur augmente, renforçant davantage le flux... et ainsi de suite, jusqu'à ce que la F. É. M. E_v ait atteint sa valeur définitive correspondant au point de fonctionnement P à vide.

Par contre, si le courant initial engendré dans l'enroulement inducteur crée une F. M. M. de sens opposé au flux rémanent celui-ci sera réduit et la F. É. M. initiale ne pourra s'accroître. Or, le sens de la F. M. M. de l'inducteur dépend de deux facteurs :

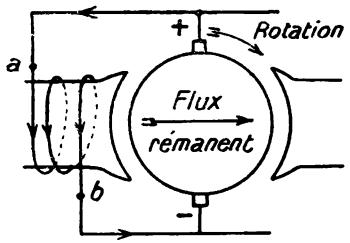


Fig. 2.13.

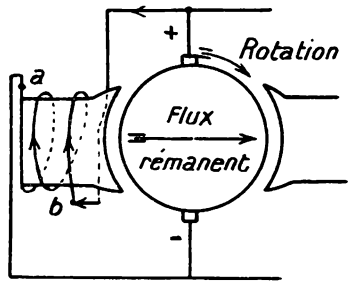


Fig. 2.14.

a) *Connexions entre inducteur et induit.* — Marquons en effet (*fig. 13*) sur une machine bipolaire (dont nous ne figurons pour la clarté de la démonstration qu'une bobine inductrice) les polarités des balais correspondant au sens de rotation et au sens du flux rémanent indiqués par des flèches. Supposons alors que, le courant inducteur circulant de l'extrémité *a* à l'extrémité *b* de la bobine inductrice, le flux rémanent soit renforcé : la génératrice s'amorce.

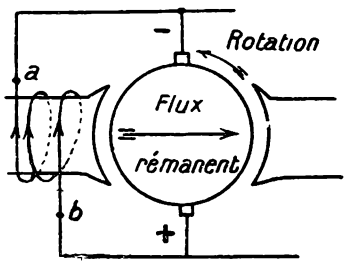


Fig. 2.15.

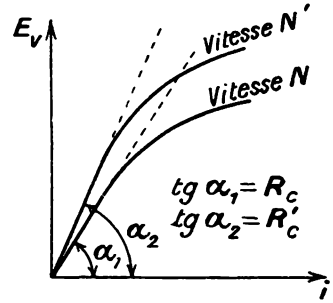


Fig. 2.16.

Croisons alors les connexions entre inducteur et induit *sans changer le sens de rotation* (*fig. 14*). La polarité des balais due au flux rémanent n'est pas changée, mais le sens du courant dans la bobine inductrice est le sens *ba* et le flux rémanent est réduit. La machine ne s'amorce pas.

Avec un sens de rotation déterminé, il faut que les connexions entre inducteur et induit soient convenables.

b) *Sens de rotation.* – Revenons aux connexions initiales entre inducteur et induit, mais inversons le sens de rotation (*fig. 15*). La *polarité* que donne aux balais le flux rémanent *change de signe* ; dès lors le courant inducteur a le sens *ba* : la dynamo ne s'amorce pas.

Avec des connexions déterminées entre inducteur et induit, il faut que le sens de rotation soit convenable.

De ce qui précède résultent les opérations à exécuter en présence d'une dynamo-dérivation qui ne s'amorce pas :

1° Réaliser la condition nécessaire en court-circuitant le rhéostat de champ, en vérifiant l'appui des balais sur le collecteur (car la résistance de contact balais-collecteur est insérée dans le circuit inducteur) et en poussant la vitesse de rotation, ce qui a pour effet de déplacer vers le haut la caractéristique à vide et de rendre plus grande la résistance critique (*fig. 16*).

2° Si ces opérations ne donnent aucun résultat, c'est probablement parce que les autres conditions ne sont pas réalisées. On s'en rend compte en observant le voltmètre *V* (*fig. 17*) avant et après fermeture d'un interrupteur *K* disposé dans le circuit inducteur.

Si, à la fermeture, sa faible indication due à la F. É. M. engendrée par le flux rémanent croît un peu, c'est que les connexions entre inducteur et induit, pour le sens de rotation adopté, sont convenables. Si sa faible indication initiale décroît, c'est que les connexions inducteur-induit ne correspondent pas au sens de rotation et il faudra les croiser.

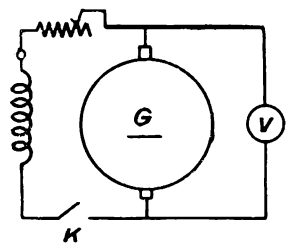


Fig. 2.17.

3° Enfin si les opérations précédentes ne donnent aucun résultat, c'est que la génératrice n'a pas assez de flux rémanent. Il faudra aimanter les pôles inducteurs en faisant passer, au moyen d'une source auxiliaire, un courant dans les bobines inductrices ([1]).

8. **Caractéristique en charge.** – 1° *Définition.* – On appelle *caractéristique en charge* de la génératrice dérivation, une caractéristique externe à *résistance du circuit inducteur constante.*

2° *Mode d'obtention.* – On peut l'obtenir : *a*) Soit par *relevé direct.* A cet effet on exécute le montage de la *figure 18.* On règle le rhéostat *Rh* et on agit sur le récepteur *R* de façon telle que la machine débite le *courant* I_n (courant normal) avec la *tension* U_n normale à sa vitesse normale.

Puis sans toucher au rhéostat de champ *Rh* on agit sur le récepteur *R* de façon à faire varier, à vitesse constante, le courant débité depuis I_n jusqu'à zéro.

([1]) Cela se produit parfois dans une machine neuve ou une machine qui n'a pas fonctionné depuis longtemps.

b) Soit *graphiquement* (construction Picou), à partir de la caractéristique à vide $E_v(J)$ à vitesse normale et du graphe de chute de tension $h(I)$ à vitesse normale et pour un courant d'excitation un peu plus faible que l'excitation normale.

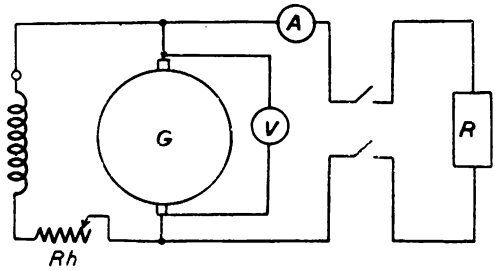


Fig. 2.18.

De part et d'autre de l'axe des ordonnées (volts), on trace *à la même échelle des volts* ces deux caractéristiques (*fig. 19*), les volts étant portés suivant les ordonnées.

On trace la droite d'inducteur *OZ*. On se fixe une tension $OA = U_1$. Par les lignes de rappel *AB* et *BC*, on lui fait correspondre l'excitation *OC* et par suite la F. É. M. à vide $E_v = CD$. La chute de tension correspondante est $h = DB$.

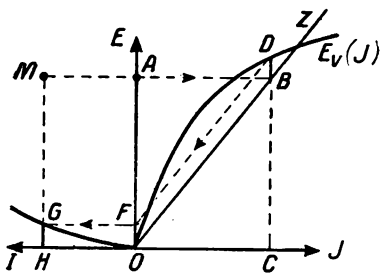


Fig. 2.19.

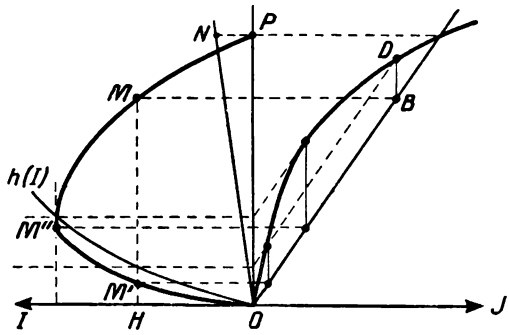


Fig. 2.20.

Il suffit de rappeler *DB* en *OF* (par la parallèle *DF* à *OB*) puis en *GH* pour avoir en *OH* le courant I_1 correspondant à la tension $OA = U_1$. On a donc en *M* un point de la caractéristique en charge $U(I)$. En répétant cette construction pour différentes tensions U_2, U_3..., on obtiendra les courants I_2, I_3 correspondants, donc autant de points de la caractéristique $U(I)$.

On remarquera que la droite *FD* rencontre la caractéristique à vide en deux points. C'est dire qu'à un même courant *I*, correspondent deux valeurs de la tension *U* (points *M* et *M'*) sauf lorsque la droite *FD* est tangente à la caractéristique à vide. On voit que la caractéristique en charge $U(I)$ présente un maximum (*fig. 20*) pour le courant débité.

REMARQUE. — Le courant I_1 déterminé est le courant total dans l'induit, soit $I + J$, et non le courant débité *I*. Pour en tenir compte, il suffit de tracer (*fig. 20*) la droite *ON* telle que *PN* = courant d'excitation à vide (à l'échelle des courants induits *I*) puis de compter les courants débités *I* à partir de cette droite *ON*.

Cette construction permet de prédéterminer, dans certaines limites, l'influence de la vitesse et du rhéostat de champ sur la caractéristique en charge de la machine ([1]).

3° *Allure de la caractéristique en charge* $U(I)$. – *a*) Elle est *plus tombante* que celle de la même machine montée en excitation séparée. En effet, alors que l'excitation séparée était constante aux différentes charges, dans la machine dérivation elle est liée à la tension U par la relation :

$$J = \frac{U}{\text{résistance totale du circuit inducteur}},$$

elle décroît donc en même temps que la tension U; il en est de même de la F. É. M. correspondante E_v; d'où une baisse plus accentuée de la tension :

$$U = E_v - (R_a I + h_m) = E_v - h.$$

Alors que la chute de tension relative définie par l'expression :

$$\frac{\text{tension à vide} - \text{tension en charge}}{\text{tension en charge}} \times 100$$

est, à la charge normale, de 3 à 7 % pour une dynamo à excitation séparée, elle atteint 15 à 25 % dans la même machine excitée en dérivation.

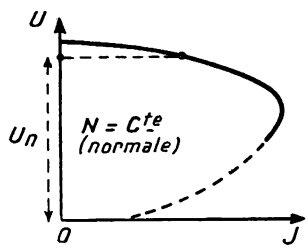


Fig. 2.21.

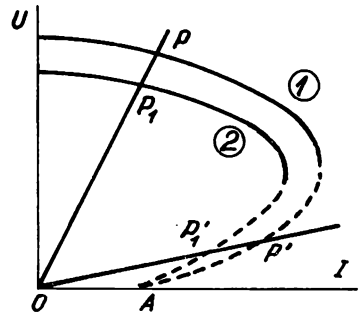


Fig. 2.22.

b) *Le courant débité présente un maximum* et par suite à chaque courant débité correspondent deux valeurs de la tension U. Le maximum de courant (parfois appelé courant de décrochage) est de l'ordre de 2 à 2,5I_n. On ne peut l'atteindre (sauf le cas de petites machines à forte réaction d'induit) sans détériorer la machine.

([1]) Elle présente deux causes d'erreur : le courant maximal dépend sensiblement de la caractéristique à vide utilisée (branche montante ou branche descendante); de plus elle suppose (ce qui n'est qu'approximatif) que le graphe de réaction d'induit ne dépend pas de l'excitation J. Mais, dans la portion utile de la caractéristique en charge, les erreurs ne sont pas trop grandes.

9. **Point de fonctionnement en charge.** — C'est le point qui définit les valeurs de U et I correspondant au réseau d'alimentation. Il est donc à la rencontre de la caractéristique en charge $U(I)$ et de la caractéristique $U(I)$ du réseau alimenté.

1° *Réseau constitué par des résistances mortes.* — Soit R la résistance de leur ensemble. La caractéristique du réseau traduit alors l'équation $U = RI$.

Le point de fonctionnement en charge est donc en P à la rencontre de la caractéristique en charge de la machine et de la droite $U = RI$ [1].

En diminuant R, on atteint en A ($R = 0$), le courant de court-circuit ($U = 0$, $I = I_{cc}$). On voit que ce courant, engendré par la F. É. M. due au flux rémanent (puisque, en court-circuit l'excitation est nulle), n'a pas une valeur excessive.

La conséquence est qu'une génératrice dérivation peut sans risque être mise en *court-circuit franc*, mais il faut :

a) Qur le *court-circuit soit franc* ($R = 0$) sinon la droite $U = RI$ couperait la caractéristique en charge en un point correspondant à un courant excessif et dangereux.

b) Que la machine soit *de faible puissance*, car dans les machines assez puissantes l'inductance de l'enroulement d'excitation est élevée. Elle a pour effet de prolonger le courant d'excitation et de maintenir au début du court-circuit, un flux très supérieur au flux rémanent ; d'où un courant dangereux à cet instant.

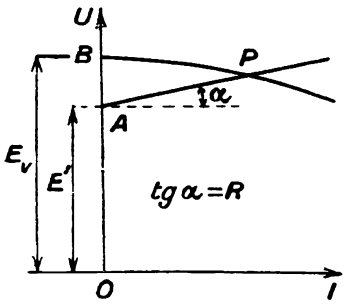


Fig. 2.23.

2° *Réseau comportant des moteurs ou des batteries d'accumulateurs.* — La caractéristique du réseau est donnée par l'équation :

$$U = E' + RI$$

E' = F. C. É. M. du récepteur,
R = résistance du récepteur,

et le point de fonctionnement P en charge est à la rencontre de cette droite et de la caractéristique en charge (*fig. 23*).

10. **Propriétés essentielles de la génératrice dérivation.** — 1° *Stabilité limitée.* — Quand le point de fonctionnement de la génératrice est :

— à vide sur la branche rectiligne de la caractéristique à vide ;

— en charge sur la branche inférieure (représentée en pointillé) de la caractéristique en charge.

[1] Dans la portion inférieure de la caractéristique en charge (point P' de la *figure 22*) une diminution de R provoque une diminution de I. On dit que la machine *refuse la charge*. C'est pourquoi cette portion est inutilisable. Il faut d'ailleurs éviter l'utilisation d'une génératrice de dérivation dans les servomécanismes, sauf si l'on reste sur la branche supérieure.

a) une baisse de vitesse qui provoque un abaissement de ces caractéristiques risque de provoquer le désamorçage (diminution de la résistance critique) de la génératrice.

b) Des variations de vitesse provoquent de grands déplacements du point figuratif sur la caractéristique à vide et en charge. Cela apparaît nettement sur la *figure 24* pour la marche à vide et sur la *figure 22* pour la marche en charge dans la branche inférieure de la caractéristique en charge (branche qui correspond à la partie rectiligne de la caractéristique à vide).

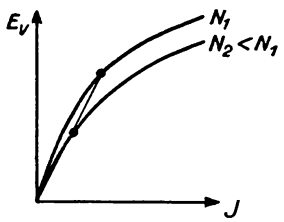


Fig. 2.24.

Le *risque de désamorçage*, la *sensibilité aux variations de vitesse* ([1]) dans les marches sus-indiquées sont incompatibles avec une marche industrielle stable. On dit alors que la machine a un fonctionnement *instable*. C'est pourquoi nous avons tracé en pointillé sur la *figure 22* la branche inférieure dite « de marche instable ». Une machine dérivation *ne peut pas fonctionner* à une *tension beaucoup plus faible* que sa tension normale ([2]).

2° *Tension réglable, dans les limites de stabilité par un rhéostat de champ.* – En effet, par l'action sur l'excitation on modifie la F. É. M. et par conséquent la tension aux bornes. De même le rhéostat de champ permet de maintenir constante cette tension. Il est facile de déterminer, à partir de la caractéristique à vide $E_v(J)$ et de la courbe de chute de tension $h(I)$, les limites entre lesquelles doit varier sa résistance.

Soit (*fig. 25*) à maintenir la tension U à la valeur $OM = C^{te}$. A vide, le point de fonctionnement doit être en A et la droite d'inducteur OA nous donne ($\text{tg}\ \alpha = R_1$) la résistance du circuit inducteur à vide.

En charge, pour un débit $OF = I_1$, la chute de tension est $FG = h$. Pour rattraper sur la F. É. M. E_v cette chute, nous marquons en B sur la caractéristique à vide le point correspondant à la F. É. M. $E'_v = E_v + h$, soit $OP = OM + MP$ avec $MP = FG$.

Il faut donc le courant d'excitation Ob *avec la tension* OM. La droite OC nous donne (par $\text{tg}\ \alpha_2 = R_2$) la résistance R_2 du circuit inducteur.

Entre la marche à vide et la marche à courant I_1, le rhéostat de champ doit varier entre les valeurs $R_1 - R_i$ et $R_2 - R_i$ (R_i désignant la résistance de l'enroulement d'excitation).

11. **Applications de la machine dérivation.** – La génératrice dérivation est la plus employée parce qu'elle permet l'alimentation d'un réseau *à tension constante* quel que soit ce réseau ([3]).

([1]) Ou bien aux variations de la résistance du circuit inducteur.

([2]) Normalement, la tension à vide ne peut être réglée de façon pratiquement stable que dans une marge inférieure à 50 % de la tension maximale.

([3]) On ne peut l'appliquer, en raison de sa stabilité limitée, à l'alimentation de récepteurs demandant une tension très variable.

Elle convient bien, en particulier, à la *charge d'une batterie d'accumulateurs* (*fig. 26*). Si on désigne par R sa résistance et E' sa force contre-électromotrice, le point de fonctionnement (*fig. 24*) est en P. Mais la F. É. M. E' croît en même temps que la charge ; d'autre part E_v (dynamo) peut baisser par diminution de la vitesse. Au lieu de :

$$E' < E_v \text{ la batterie se charge.}$$

On peut donc avoir :

$$E' > E_v \text{ la batterie se décharge.}$$

Le courant I circulant entre la batterie et la dynamo change alors de sens. Il n'en est pas de même du courant inducteur. C'est dire que la dynamo, dont le sens de rotation est invariable, *ne change pas de polarité* (*fig. 26*). Sa F. É. M. ne changeant pas de sens joue le rôle de F. C. É. M.

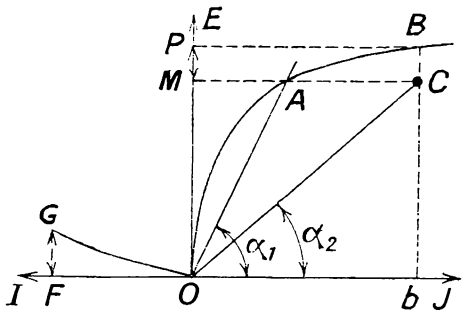


Fig. 2.25.

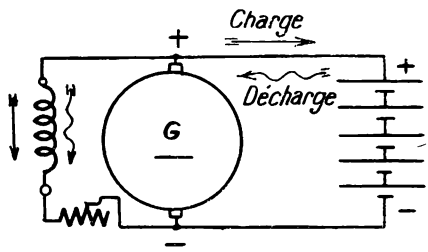


Fig. 2.26.

Elle fonctionne *en moteur* et le courant ne peut pas prendre une valeur exagérée. D'ailleurs le groupe moteur-dynamo accélère et E_v redevient bientôt supérieur à E'. On évite cependant l'inversion du courant en interposant entre la machine et la batterie un disjoncteur à minimum qui coupe la liaison dynamo-batterie dès que le courant de charge devient trop faible.

La machine dérivation convient donc parfaitement à la charge des accumulateurs ([1]). Souvent la batterie est branchée en parallèle avec la génératrice de façon à jouer le rôle de volant. C'est le montage dit *en tampon*.

GÉNÉRATRICE A EXCITATION SÉRIE

12. **Caractéristique en charge.** — 1° *Définition.* — C'est, à vitesse normale maintenue constante et pour une résistance constante du rhéostat de champ *Rh*

([1]) Sa caractéristique plongeante permet de réduire la pointe de courant au début de la charge et de diminuer la résistance de stabilisation.

(shuntant l'enroulement inducteur), la caractéristique $U(I)$ qui passe par le point de fonctionnement normal (U_n, I_n) de la machine.

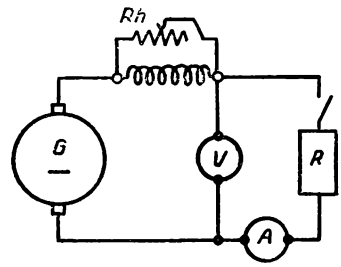


Fig. 2.27.

2° *Mode d'obtention.* – a) *Relevé direct* (*fig. 27*). – Comme pour la dynamo dérivation, on agit sur le récepteur R et sur le rhéostat Rh de façon à avoir le courant I_n avec la tension U_n; puis sans toucher au rhéostat, on agit sur le récepteur de façon à faire varier le courant débité de I_n à zéro.

b) *Graphiquement.* – Puisque l'on a toujours :

$$U = E_v - h = E_v - h_m - (R_a + R_{ti})I.$$

(R_{ti} = résistance équivalente à l'enroulement inducteur et à son rhéostat), il est facile d'obtenir la caractéristique en charge $U(I)$ à partir de la caractéristique à vide et du graphe de chute de tension.

Quand le courant dans l'induit est I, le courant dans l'enroulement inducteur est :

$$J = I\frac{Rh}{Rh + R_i}.$$

Posons :

$$\frac{Rh}{Rh + R_i} = K = C^{te}.$$

Nous avons : $J = KI$

Soit $OH = I_1$ une valeur du courant débité. La chute de tension correspondante est GH. Menons HA formant avec l'horizontale l'angle β tel que : $\operatorname{tg}\beta = K = J/I$ (*fig. 28*).

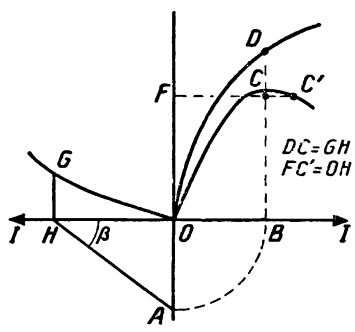


Fig. 2.28.

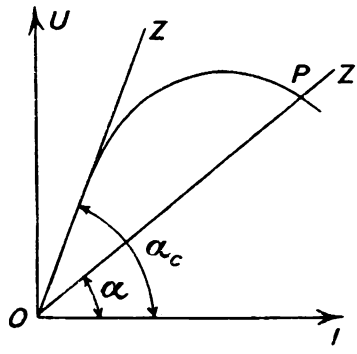


Fig. 2.29 (1).

Nous avons donc en OA l'excitation correspondante à I_1. Par un quart de cercle nous la rappelons en OB. La F. É. M. E_c correspondant à l'excitation OB est égale à BD.

(1) Marquer Z_c sur la droite au graphe $U(I)$.

Retranchons de BD la chute de tension $DC = GH$. Nous obtenons en BC une tension U qui correspond à un courant d'excitation $OB = CF$ donc à un courant débité $C'F = OH$. Le point C' est le point de la caractéristique en charge qui correspond au courant débité I_1 (courant dans l'induit).

3° *Allure de la caractéristique* $U(I)$. — On voit qu'à charge croissante la tension augmente, passe par un maximum, puis décroît.

REMARQUE. — Avec les mêmes restrictions que pour la machine dérivation on peut admettre, dans certaines limites de vitesses, que les ordonnées de la caractéristique en charge sont proportionnelles à la vitesse.

13. **Point de fonctionnement en charge. Conditions d'amorçage.** — Aux bornes d'une génératrice série, connectons une résistance R (*fig. 27*). Entre U et I existent deux relations :

(1) $U = RI$, relation relative au circuit extérieur ;

(2) relation traduite graphiquement par la caractéristique en charge. Donc les conditions U_c, I_c de fonctionnement seront fournies par les coordonnées du point de rencontre P de la caractéristique en charge et de la droite OZ traduisant l'équation $U = RI$ (*fig. 29*).

Faisons croître la résistance R. La droite OZ tourne dans le sens antihoraire. Quand elle devient tangente à la branche rectiligne de la caractéristique en charge (position OZ_c), la tension et le courant sont sensiblement nuls : la génératrice est *désamorcée*.

Pour que l'amorçage de la machine soit possible, il faut donc que R soit inférieur à la valeur R_c définie par la relation :

$$R_c = \operatorname{tg} \alpha_c ;$$

on l'appelle *résistance critique* du réseau de débit.

La condition nécessaire pour qu'une machine série puisse s'amorcer est que la résistance du réseau extérieur soit inférieure à sa résistance critique.

Mais cette condition n'est pas suffisante. La génératrice série est autoexcitatrice et l'amorçage ne pourra se produire que si la F. É. M. due au flux rémanent tend à renforcer ce flux. Nous montrerions ici, comme pour la dynamo dérivation, qu'il faut *avec un sens de rotation donné, des connexions inducteur-induit convenables ; avec des connexions inducteur-induit données, un sens de rotation convenable.* Pour réaliser l'amorçage de la machine, on procèdera donc de la façon suivante :

a) Un voltmètre sensible étant connecté à ses bornes, un interrupteur K étant disposé sur le circuit extérieur très faiblement résistant [1],

[1] On dispose souvent entre balais de nom contraire un fil de cuivre très fin qui facilite l'amorçage et fond dès que cet amorçage est réalisé.

on entraîne la machine à une vitesse au moins égale à sa vitesse normale (*fig. 30*). On lit alors sur le voltmètre une faible déviation due au flux rémanent ;

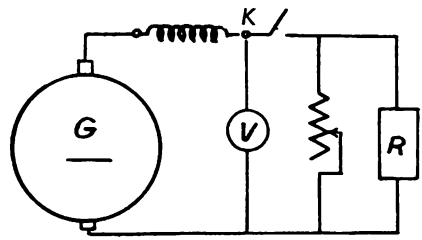


Fig. 2.30.

b) On ferme alors l'interrupteur *K*. Si la déviation du voltmètre décroît, c'est que les connexions entre inducteur et induit ne sont pas convenables et il faut les inverser.

Les connexions étant vérifiées, la machine doit s'amorcer. S'il n'en est pas ainsi, on appuiera sur les balais (diminution de *R*) et on augmentera la vitesse : il en résultera, en effet, une modification de la caractéristique en charge, qui, comme le montre la *figure 16*, augmentera la résistance critique du circuit extérieur.

14. **Inutilisable à faible débit et faible vitesse.** – La première branche de la caractéristique en charge est à la fois tendue et ascendante. Pour les mêmes raisons que dans la dynamo dérivation dans sa branche inférieure la génératrice série dans cette première partie de la caractéristique en charge est inutilisable. Par ailleurs, la résistance critique du réseau de débit varie dans le même sens que la vitesse.

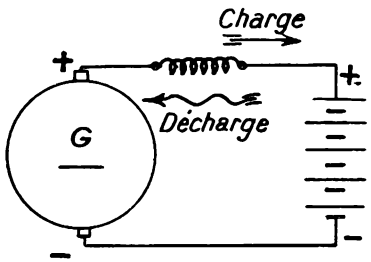


Fig. 2.31.

Une machine série se désamorce si le réseau demande un courant trop faible ou si la vitesse descend au-dessous d'une certaine limite.

15. **Ne convient pas à l'alimentation d'un réseau à tension constante.** – Premier cas : *Le réseau est assimilable à une résistance morte* (réseau d'éclairage). Le risque de désamorçage est trop grand, car il est lié non seulement à une baisse de vitesse, mais encore à une baisse de la puissance demandée par le réseau.

Deuxième cas. *Le réseau comporte des récepteurs doués de F. C. É. M.* – L'inconvénient de l'emploi de la génératrice série est plus grave encore. Figurons en effet par une batterie d'accumulateurs (*fig. 31*) l'ensemble des récepteurs doués de F. C. É. M. Désignons par E' celle-ci, par R la résistance du réseau, U et I la tension et le courant de la dynamo. Entre U et I, nous avons deux relations :

(1) $U = E' + RI$.

(2) Relation traduite graphiquement par la caractéristique en charge.

D'où le point P de fonctionnement *stable* (*fig. 32*) à la rencontre de la

caractéristique en charge et de la droite AZ représentant la fonction $U = E' + RI$.

Supposons maintenant soit une augmentation de la F. C. É. M. E', soit une diminution de la vitesse de la machine (déplacement vers le bas de la caractéristique externe). La droite AZ pourra alors ne plus couper la caractéristique en charge.

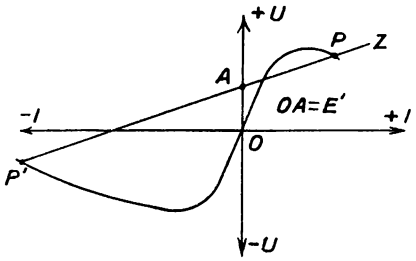


Fig. 1.32.

Elle coupe alors le prolongement de cette caractéristique vers les I négatifs. Dans ce sens, elle répond à l'équation (*fig. 32*) :

$$-U = E' - RI$$

ou

$$RI = U + E'.$$

Physiquement il s'est produit le phénomène suivant : la F. É. M. E' est devenue supérieure à la F. É. M. E de la dynamo ; le courant a changé de sens ; mais comme il constitue le courant inducteur de la machine série (dont le sens de rotation n'a pas changé), la polarité de la machine s'est inversée dès le changement de sens de courant (flèches ondulées) et elle s'est mise *en série* avec la batterie.

Le courant qui circule alors (abscisse du point P') est très intense puisqu'il est dû à deux générateurs *en série* dans un circuit très faiblement résistant. Il apparaît d'ailleurs très brusquement dès que l'on a $E' > E$; il est dangereux non seulement parce qu'il peut détruire la machine, mais encore parce qu'il produit en brusque surcharge, l'effet d'un brutal coup de frein avec le risque d'une rupture de l'accouplement ou de l'arbre lui-même.

En définitive, bien qu'il soit possible, par action sur la vitesse ou sur le flux (shuntage de l'inducteur) de maintenir constante la tension entre bornes d'une dynamo série, celle-ci ne convient pas à l'alimentation de réseaux à tension constante.

16. **Les applications de la génératrice série sont très limitées.** — La machine série a, en génératrice, peu d'applications.

Elle est parfois utilisée comme *survolteur-dévolteur*, c'est-à-dire fonctionnant sur la branche ascendante de sa caractéristique en charge et mise en série ou en opposition avec une machine dérivation beaucoup plus puissante ([1]). Elle sert au *freinage électrique* [chap. 5] dans les voitures équipées de moteurs série ainsi que dans le transmetteur de couple système Kapp [chap. 4].

Enfin certaines génératrices série servent à l'ali-

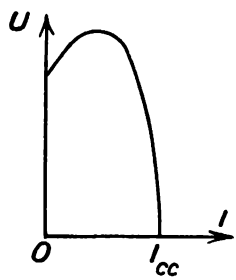


Fig. 2.33.

([1]) Afin de remédier aux variations excessives de tension à l'extrémité d'une longue ligne.

mentation de récepteurs (projecteurs, postes de soudage) exigeant une caractéristique externe très tombante. En accroissant la réaction d'induit, et ainsi la chute de tension, on obtient une caractéristique en charge (*fig. 33*) qui, dans sa branche descendante, a une allure favorable à l'alimentation d'un arc électrique.

GÉNÉRATRICE A EXCITATION COMPOSÉE (COMPOUND)

17. **Principe et constitution.** – Une génératrice est dite à excitation *composée* (autrefois : compound) lorsqu'on a disposé sur ses pôles inducteurs des enroulements dérivation et des enroulements série.

La dynamo est à *courte dérivation* (*fig. 34*) lorsque l'enroulement dérivation est connecté *aux balais ;* elle est dite à longue dérivation quand l'enroulement dérivation est disposé entre les *bornes de sortie A* et *B* (*fig. 35*). Ces deux montages sont sensiblement équivalents [1].

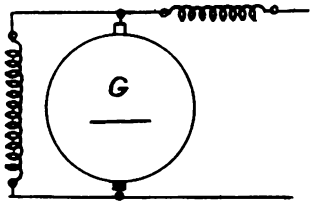


Fig. 2.34.

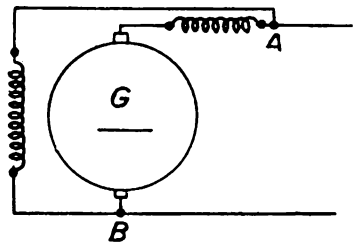


Fig. 2.35.

La génératrice est dite *à flux additif* quand la force magnétomotrice de l'enroulement série agit dans *le même sens* que la force magnétomotrice de l'enroulement dérivation. Dans le cas contraire, la machine est dite *à flux soustractif.*

La caractéristique à vide, la caractéristique de réaction d'induit s'obtiennent comme pour la machine dérivation en débranchant l'enroulement série.

Pour la résolution des problèmes se rapportant à la machine à excitation composée, il est nécessaire de déterminer le *rapport d'équivalence.*

18. **Mesure du rapport d'équivalence.** – C'est le quotient :

$$\alpha = \frac{n_s}{m} = \frac{\text{nombre de spires de l'enroulement série}}{\text{nombre de spires de l'enroulement dérivation}}.$$

[1] Le montage le plus fréquemment utilisé est à longue dérivation parce qu'il permet de brancher l'enroulement dérivation aux barres de couplage [chap. 3]. Il existe quelques applications particulières dans lesquelles les deux montages ne sont pas indifférents : par exemple le freinage électrique [chap. 5] d'un moteur compound.

Pour le déterminer, on excite la machine séparément en faisant passer dans l'enroulement série un courant voisin du courant nominal. A vitesse normale on mesure une F. É. M. E_v. Là-dessus on fait passer dans l'enroulement dérivation *seul* un courant J capable de produire la même F. É. M. E_v à la même vitesse. Les F. M. M. d'excitation étant égales dans les deux cas, on a :

$$mJ = n_c I, \qquad \text{d'où} \qquad \alpha = n/m = J/I.$$

Ce rapport est de l'ordre de 0,01.

19. **Caractéristique en charge.** – C'est la caractéristique $U(I)$ pour une résistance constante du circuit inducteur, graphe qui, à vitesse normale, passe par le point de fonctionnement normal. On peut l'obtenir :

1° Par *relevé direct* comme pour la machine dérivation;

2° Par *construction graphique* à partir de la caractéristique à vide et de la caractéristique de chute de tension en excitation dérivation. Cette construction n'est que la généralisation de la méthode Picou.

Nous l'effectuerons en considérant [1] la machine à longue dérivation (*fig. 35*) dans laquelle le courant dans les spires série est le même que dans l'induit. Nous supposons connus :

- le rapport d'équivalence α;
- la résistance s des x spires série (évaluation);
- la caractéristique à vide en excitation séparée;
- la caractéristique de chute de tension en excitation séparée.

Nous voulons déterminer la caractéristique de cette machine quand elle comportera x spires série (flux additif).

Les opérations sont les suivantes (*fig. 36*) :

a) Tracé de la caractéristique à vide et du graphe de chute de tension *augmentée de sI*, l'une à droite, l'autre à gauche de l'axe des ordonnées.

b) Tracé de la droite d'inducteur OA qui fournit aussitôt le point A_0 (à vide) de la caractéristique en charge.

c) Fixation arbitraire d'un courant débité $I_1 = OD$ et détermination graphique du courant dérivation J équivalent par le tracé de :

la droite DK telle que tg $\beta = \alpha$ = rapport d'équivalence, puis d'un quart de cercle permettant de reporter OK en OS.

La suite de la construction est la suivante :

Mener SH parallèle à OA puis SG égal et parallèle à DF, compléter le parallélogramme $SGBH$ enfin par des lignes de rappel obtenir le point R qui a pour abscisse OD et pour ordonnée celle du point H (soit Hb).

Je dis que le point R est le point de la caractéristique en charge correspondant au courant débité I_1. En effet :

a) L'excitation totale qui lui correspond est Oc (excitation dérivation pour la tension $U = DR$) augmentée de $cb = CH = OS$ = excitation dérivation équivalente à l'excitation série.

[1] La construction en courte dérivation est un peu plus compliquée. Comme elle conduit sensiblement aux mêmes résultats, nous ne l'indiquerons pas.

De plus la chute de tension totale est :

$$bB - bH = BH = SG = DF.$$

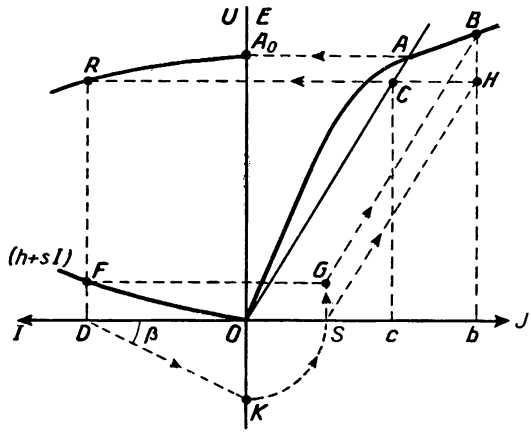


Fig. 2.36.

En recommençant la construction à partir d'autres points tels que F, F'..., on obtient autant de points qu'on veut de la caractéristique en charge de la machine à excitation composée.

3° *Allure de la caractéristique en charge.* – Elle dépend de l'importance relative de la F. M. M. série. Si on a cherché à obtenir à la pleine charge la même tension qu'à vide (cas le plus fréquent), la caractéristique en en charge $U(I)$ est donnée par le graphe 1 de la *figure 37* ([1]).

Si la F. M. M. série est plus importante, la caractéristique en charge prend l'aspect 2 de la même figure.

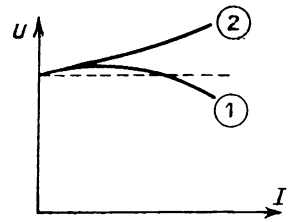


Fig. 2.37.

20. **Problème du compoundage d'une génératrice dérivation.** – Il se pose de la façon suivante : étant donnée une machine dérivation dont on connaît les caractéristiques à vide et en charge, le nombre m de spires inductrices dérivation par pôle, déterminer le *nombre n_s de spires série* à placer sur chaque pôle pour qu'à la pleine charge et sans toucher au rhéostat de champ, à la tension U_0 à vide corresponde la tension U_1 à la charge normale.

([1]) La compensation est trop forte à faible charge parce que, à charge croissante, les circuits magnétiques se saturent peu à peu et l'effet de la F. M. M. série est surtout sensible sur les circuits non saturés.

C'est la construction inverse de la précédente. A partir de la caractéristique en charge de la machine à excitation séparée, on trace la caractéristique de réaction d'induit puis le graphe $h + sI = f(I)$ (*fig. 36*).

$U_0 = OA_0$ donne le point A. La droite OA permet d'obtenir le point C (ordonnée égale à celle de R) et RC prolongée permet de marquer le point H tel que $HB = DF$. Le point B se projette en b. On a $bc = OS$; d'où le point K et par suite :

$$\text{tg } \beta = \frac{OK}{OD} = \alpha = \frac{n_s}{m}$$

D'où $n_s = m\alpha$

Si n_s est un nombre fractionnaire, on arrondit à l'unité supérieure et on dérive dans un shunt une partie du courant passant dans les spires série.

Ajoutons que la détermination de n_s peut s'effectuer expérimentalement. On enroule par-dessus les bobines dérivation y spires de gros fil que l'on alimente, dans le sens convenable, par un courant I'. Après avoir mis la machine à pleine charge, on fait intervenir le courant I' que l'on règle pour obtenir la tension U désirée, augmentée de 1 à 2 % pour tenir compte de la chute supplémentaire à prévoir dans les spires série.

On a alors :

$$n_s I = yI'$$

D'où : n_s.

21. **Applications de la génératrice à flux additif.** — On l'utilise dans de petites installations ou les machines peuvent être laissées sans surveillance sans risque de variations de tension dangereuses pour les récepteurs.

Si la génératrice doit alimenter ces récepteurs par l'intermédiaire d'une assez longue ligne de résistance R, on renforce la F. M. M. série de façon que la caractéristique en charge se confonde avec la droite d'équation :

$$U = U_0 + RI \qquad (\textit{fig. 38})$$

(U_0 = tension que l'on veut maintenir constante à l'extrémité de la ligne).

Cette machine était désignée autrefois sous le nom de dynamo *hypercompound* (1).

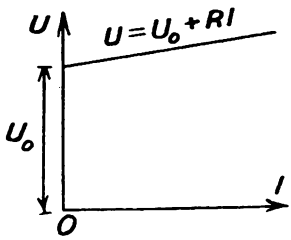


Fig. 2.38.

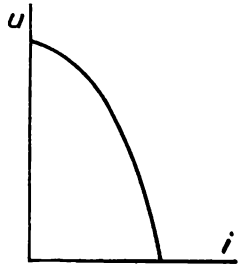


Fig. 2.39.

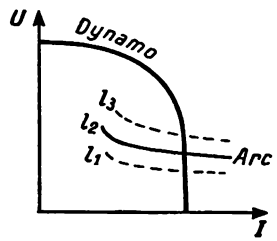


Fig. 2.40.

(1) Elle ne convient pas pour l'alimentation d'un récepteur ayant une caractéristique $U(I)$ horizontale ou faiblement croissante (accumulateurs).

22. **Applications de la génératrice à flux soustractif.** – Cette machine a une caractéristique en charge très tombante (*fig. 39*), c'est-à-dire favorable à l'alimentation de récepteurs présentant un effet de résistance négative, en particulier les arcs électriques [projecteurs, postes de soudage (1), etc.] pour lesquels on veut un courant constant malgré des variations de tension (longueur d'arc) et un courant de court-circuit peu supérieur au courant normal.

C'est pourquoi la génératrice anticomposée sert à l'alimentation des arcs, des moteurs sujets à caler en surcharge (pelles électriques, etc.) au même titre que les dynamos spéciales que nous nous proposons d'étudier (1).

(1) Les caractéristiques de l'arc, pour différentes longueurs de celui-ci, ayant l'allure indiquée, on voit (*fig. 40*) que, grâce à la caractéristique tombante de la dynamo, le courant dans l'arc est sensiblement le même pour différentes valeurs l_1, l_2, l_3 de la longueur de l'arc.

A RÉSOUDRE SUR LE CHAPITRE 2 :

Exercices 4.E.8 à 4.E.17 et problèmes 4.P.3 et 4.P.6 à 4.P.11 dans « Problèmes d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs : machines électriques » par A. FOUILLÉ.

CHAPITRE 3

GÉNÉRATRICES SPÉCIALES COUPLAGE DES GÉNÉRATRICES

GÉNÉRATRICES SPÉCIALES

1. **Définition.** – Nous désignons sous le nom de génératrices *spéciales* des génératrices à courant continu :

– soit *régulatrices*, c'est-à-dire destinées à maintenir constante une grandeur préalablement réglée (courant, tension, vitesse, etc.);

– soit *amplificatrices*, c'est-à-dire permettant le réglage de grandes puissances par l'action sur un circuit de puissance beaucoup plus faible;

– soit *transformatrices*, c'est-à-dire capables de transformer une puissance $U_1 I_1$ à courant continu en une puissance $U_2 I_2$ sensiblement égale avec $U_2 \neq U_1$ et $I_2 \neq I_1$.

D'une façon générale, ces machines réalisent les conditions sus-indiquées par l'utilisation de la *réaction d'induit* et la combinaison de *plusieurs enroulements inducteurs.*

Nous décrirons les machines désignées et classées dans le tableau ci-dessous :

RÉGULATRICES DE COURANT	AMPLIFICATRICES	AMPLIFICATRICES ET RÉGULATRICES	TRANSFORMATRICES
Dynamo à trois balais Perfectionnement : dynauton Dynamo Rosenberg Dynamo à trois enroulements	Amplidyne	Rototrol	Métadyne

Dans toutes ces machines, les circuits magnétiques sont *en deçà de la saturation* (les flux sont proportionnels aux forces magnétomotrices).

2. **F. É. M. induite dans un induit par son flux propre.** – Soit un induit dans une simple couronne de tôles (*fig. 1*). Par les balais *A* et *B* (machine bipolaire), faisons passer un courant *I*. Celui-ci engendre un flux dont l'axe de symétrie est *AB* et dont nous avons représenté le sens par des flèches. A l'aide d'un moteur auxiliaire, faisons maintenant tourner l'induit à la vitesse *N* dans le sens indiqué. Les brins actifs de l'induit coupant leur propre flux sont alors le siège de F. É. M. dont le sens est indiqué (croix et points) sens qui s'inverse suivant la ligne *MN*. C'est donc suivant la ligne *MN* que cette F. É. M. est maximale.

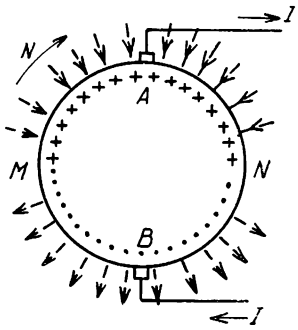


Fig. 3.1.

3. **Génératrice à trois balais.** – C'est une machine capable de débiter dans une batterie d'accumulateurs un courant sensiblement constant *quelle que soit sa vitesse.*

CONSTITUTION. – Elle diffère de la machine dérivation par l'addition d'un balai supplémentaire *b*, et l'enroulement inducteur est branché (*fig. 2*) entre ce balai *b* et un balai *A* principal.

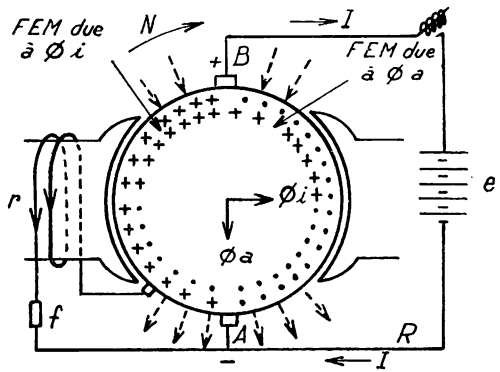


Fig. 3.2 (1).

Quand la machine est entraînée à la vitesse *N* les brins actifs sont le siège de *deux F. É. M. :*

a) La F. É. M. due au flux inducteur Φ_i. Entre les balais *A* et *B* elle peut s'exprimer par $E_{AB} = KNi$. De cette F. É. M. il n'apparaît entre *A* et *B* qu'une fraction :

$$E_{Ab} \text{ (due à } \Phi_i) = K_1 Ni \text{ (2)} \quad \text{(avec } K_1 < K)$$

(1) Marquer *b* le balai auxiliaire.
(2) Le courant *i* est le courant inducteur.

b) La F. É. M. due au flux d'induit. Entre les balais *A* et *b*, elle peut s'exprimer par :

$$E_{Ab} \text{ (due à } \Phi_a) = K_2 NI$$

La *figure 2* montre que les deux F. É. M. agissant dans les brins compris entre *A* et *b sont opposées*. On a donc F. É. M. résultante entre *A* et *b* : $E_{Ab} = K_1 Ni - K_2 NI$.

THÉORIE. – Soit *e* la F. É. M. de la batterie d'accumulateurs et *R* la résistance du circuit total de débit dans la batterie. La loi d'Ohm appliquée à ce circuit nous donne :

$$E_{AB} - e = RI \qquad \text{soit} \qquad (1) \quad KNi - e = RI$$

La même loi appliquée au circuit inducteur de résistance *r* nous donne :

$$E_{Ab} = ri \qquad \text{soit} \qquad (2) \quad K_1 Ni - K_2 NI = ri$$

Éliminons *i* entre les deux équations. Nous tirons de (2) :

$$i = \frac{K_2 NI}{K_1 N - r}$$

En portant cette expression dans l'équation (1) :

$$KN \frac{K_2 NI}{K_1 N - r} - e = RI$$

$$I\left(\frac{KK_2 N^2}{K_1 N - r} - R\right) = e \quad \text{et :} \quad (3) \qquad \boxed{I = e \frac{K_1 N - r}{KK_2 N^2 - R(K_1 N - r)}}$$

Envisageons trois cas :

Premier cas. – $N < r/K_1$. A ce moment on a : $K_1 N - r < 0$ d'où $I < 0$. La batterie alimenterait *G* en moteur (mais le contacteur n'est pas fermé). La vitesse r/K_1 est la vitesse critique d'amorçage en génératrice shunt.

Deuxième cas. – $N = r/K_1$. Un conjoncteur-disjoncteur ferme le circuit de la batterie.

Troisième cas. – $N > r/K_1$. On a $I > 0$. La machine débite. On peut tracer mathématiquement le graphe (*fig. 2 bis*) de *I* en fonction de *N* (*e* = constante). Il apparaît que *I* croît rapidement à partir de la vitesse de conjonction ($N_0 = r/K_1$) puis passe par un maximum avant de décroître. En faisant la dérivée d*I*/d*N* et en exprimant qu'elle est nulle on constate que ce maximum a lieu pour une vitesse $N_1 = 2r/K_1$ *double* de la vitesse de conjonction.

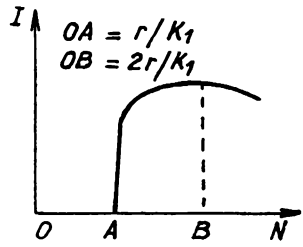


Fig. 3.2 *bis.*

Comme, autour du maximum de I, celui-ci varie peu, on peut dire que le courant débité est *sensiblement indépendant* de la vitesse. Cependant deux remarques s'imposent :

REMARQUE 1. – L'expression (3) montre que I est proportionnel à e. Donc I est plus grand quand la batterie est bien chargée. C'est un fait défavorable.

REMARQUE 2. – Si le circuit de charge est accidentellement coupé, le flux Φ_i existe seul. Il n'y a plus que la F. É. M. E_{Ab} (due à Φ_i). La machine fonctionne comme une machine dérivation et sa F. É. M. croît avec la vitesse (d'autant plus qu'elle n'est pas saturée). L'enroulement inducteur s'échaufferait dangereusement si un fusible f (*fig. 2*) n'était pas disposé sur celui-ci.

APPLICATIONS. – La génératrice a 3 balais sert à la charge des accumulateurs des avions, des automobiles, des trains.

4. **Génératrice Rosenberg.** – Elle a le même objet que la précédente mais son principe est différent.

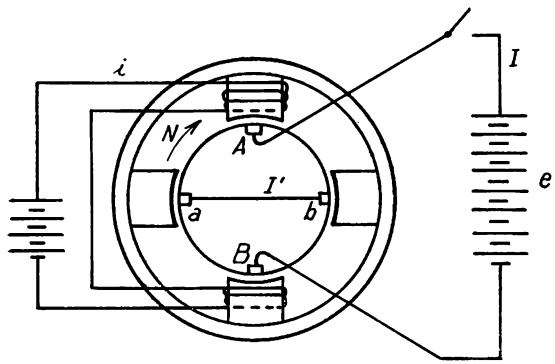


Fig. 3.3.

CONSTITUTION. – Un induit bipolaire tourne dans une culasse qui porte 4 pôles (*fig. 3*) :

– deux pôles *principaux* excités de façon constante;

– deux pôles *secondaires* dépourvus d'enroulement.

Le collecteur porte deux paires de balais :

– deux balais *horizontaux* placés suivant l'axe des pôles secondaires et reliés directement l'un à l'autre par un fil de résistance négligeable;

– deux balais *verticaux* placés suivant l'axe des pôles principaux et reliés au circuit de charge de la batterie. La machine est entraînée à la vitesse N.

Flux générateurs de F. É. M. dans l'induit. – Tous ces flux sont proportionnels aux F. M. M. qui les créent puisque, en aucun cas, la machine n'est saturée. Ce sont (*fig. 4*) :

1° Les deux *flux verticaux* dont l'un $\Phi_i = K_1 i$ est dû au courant inducteur i, l'autre $\Phi_a = K_2 I$ au courant I circulant entre A et B. Les connexions sont telles que Φ_a se retranche de Φ_i. On a donc :

F. É. M. E_{ab} (entre a et b)
due au flux vertical $= N(K_1 i - K_2 I)$

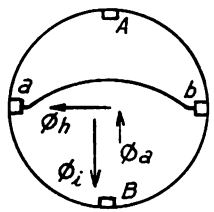


Fig. 3.4.

2° Un *flux horizontal* Φ_h proportionnel au courant I' entre a et b. Ce flux engendre une F. É. M. E_{AB} entre A et B :

$$E_{AB} = K_3 N I'.$$

EXPRESSION DU COURANT I DE CHARGE DE LA BATTERIE. – Soit R la résistance *extérieure* de débit de la dynamo, R_a la résistance de l'induit mesurée entre deux balais opposés. La loi d'Ohm appliquée au courant de débit donne :

$$I = \frac{E_{AB} - e}{R + R_a} = \frac{K_3 N I' - e}{R + R_a} \tag{1}$$

avec :

$$I' = \frac{E_{ab}}{R_a} = \frac{N}{R_a}(K_1 i - K_2 I) \tag{2}$$

Remplaçons I' par cette expression dans l'équation (1) :

$$I = \frac{1}{R + R_a}\left[K_3 N \times \frac{N}{R_a}(K_1 i - K_2 I) - e\right]$$

$$I = \frac{1}{R + R_a}\left(\frac{K_3 K_1 N^2 i}{R_a} - \frac{K_3 K_2 N^2 I}{R_a} - \frac{eRa}{R_a}\right)$$

$$\boxed{I = \frac{K_3 K_1 N^2 i - R_a e}{K_3 K_2 N^2 + R_a(R + R_a)}}$$

Quand la machine débite sur une résistance morte, il suffit de faire $e = 0$ dans l'expression précédente. Elle montre que :

1° Le courant I est positif (charge de la batterie) lorsqu'on a :

$$K_3 K_1 N^2 i - R_a e > 0$$

soit :

$$N > \sqrt{\frac{R_a e}{K_3 K_1 i}}$$

2° A partir de cette vitesse, les termes indépendants de N [savoir $R_a e$ au numérateur et $R_a(R + R_a)$ au dénominateur] deviennent négligeables par rapport à ceux qui sont proportionnels à N^2 et l'on a sensiblement :

$$I = \frac{K_1}{K_2} i$$

c'est dire que le courant débité est sensiblement indépendant de la vitesse et de la résistance du circuit de débit.

3° A excitation i constante, le courant I décroît quand e augmente. Bonne condition de charge des accumulateurs.

4° Cet avantage disparaît si l'excitation de la génératrice est prise aux bornes de la batterie ($i = e/r$) car au numérateur i croît en même temps que e et le courant de charge est grand quand les accumulateurs sont bien chargés.

5° A circuit ouvert $E_{AB} = R_3 NI'$ croît très vite avec N.

APPLICATIONS. — Celles de la génératrice à trois balais ainsi que l'alimentation des postes de soudage, des arcs pour projecteurs de cinéma.

5. **Génératrice à trois enroulements.** — Soit une machine A de F. É. M. E (*fig. 5*) comportant :

1° Un enroulement inducteur dérivation D;

2° Un enroulement d'excitation indépendante F;

3° Un enroulement inducteur série G.

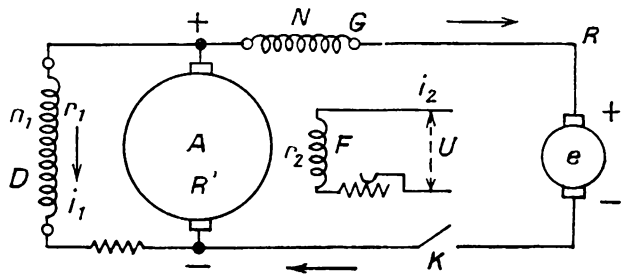


Fig. 3.5.

Désignons par r_1, r_2, les résistances des circuits de D et de F; par R' la résistance de l'induit de la dynamo A, par R la résistance du circuit de débit de la dynamo et par e la F. C. É. M. du moteur alimenté par celle-ci. Nous négligerons la résistance de l'enroulement G.

Dans le circuit d'excitation indépendante, on a :

$$U = r_2 i_2. \qquad (1)$$

Les lois de Kirchhoff nous donnent par ailleurs :

$$E - e = RI + R'(I + i_1) \text{ (circuit } AGeKA); \tag{2}$$

$$e = r_1 i_1 - RI \text{ (circuit } DGeKD). \tag{3}$$

A vitesse constante et en supposant le circuit magnétique non saturé :

$$E = K\Phi = K(n_1 i_1 + n_2 i_2 - NI), \tag{4}$$

car la F. M. M. série NI est montée de façon à *se retrancher* de la F. M. M. $n_1 i_1$ et d'excitation séparée $n_2 i_2$.

De ces quatre relations, on tire l'expression suivante du courant débité :

$$I = \frac{K\frac{n_2}{r_2}U - e\left(1 + \frac{R'}{r_1} - K\frac{n_1}{r_1}\right)}{R\left(1 + \frac{R'}{r_1} - \frac{Kn_1}{r_1}\right) + R' + KN}.$$

Il apparaît que si on réalise la relation $1 + \frac{R'}{r_1} = \frac{Kn_1}{r_1}$

ou : $$Kn_1 = R' + r_1$$

qui traduit le parallélisme de la droite des inducteurs et de la caractéristique à vide ([1]), le courant I a pour expression :

$$I = \frac{K\frac{n_2}{r_2}U}{R' + KN}$$

qui montre qu'à vitesse constante le courant *I ne dépend pas du circuit extérieur* et qu'il est d'autant plus intense que r_2 est plus faible.

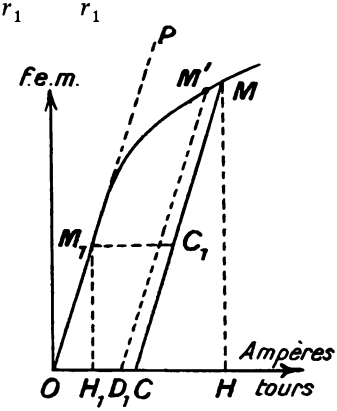


Fig. 3.6.

Cette propriété remarquable apparaît nettement par le graphe. Soit OP la droite d'inducteur confondue avec la partie rectiligne de la caractéristique à vide (*fig. 6*). Si on établit dans l'enroulement indépendant F un certain régime de F. M. M. OC, la droite d'inducteur subit la translation OC et la F. É. M. à vide est celle qui correspond au point M.

Faisons débiter à la machine un certain courant I. L'enroulement G diminue la F. M. M. de $CD_1 = NI$ et le point figuratif vient en M'. Mais pour tous les points figuratifs qui, tels que M_1, se trouvent sur la partie rectiligne de la caractéristique à vide, la distance M_1C_1 devient constante. Elle

([1]) En effet si le coefficient angulaire de la droite des inducteurs est $R' + r_1$, on a (marche à vide avant saturation) $R' + r_1 = E/i_1 = Kn_1 i_1/i_1 = Kn_1$.

correspond à un courant bien défini I_1 ([1]) qui se maintient constant quelle que soit la F. É. M., donc quelle que soit la tension de la dynamo (*fig. 7*). La machine fonctionne en équilibre indifférent de tension de façon à maintenir constant le courant principal.

Ce courant pourra être réglé en agissant sur la F. M. M. *OC* d'excitation séparée, autrement dit sur la résistance r_2. Les propriétés de la génératrice à trois enroulements s'en déduisent :

1° C'est une génératrice à *courant constant* I_1 ;

2° Ce courant constant I_1 peut être réglé en agissant sur le courant i_2 d'excitation séparée. Comme N est très inférieur à n_2, *on peut régler un fort courant en agissant sur un faible courant ;*

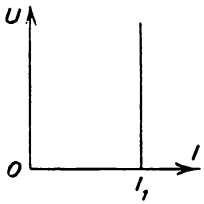


Fig. 3.7.

3° Avant la fermeture de l'interrupteur K de débit, la F. É. M. MH de la machine est très supérieure à la F. É. M. M_1H_1 qu'elle aura lorsqu'elle aura atteint son régime d'équilibre en débitant le courant I_1. Il y a donc une surtension momentanée pendant la période d'établissement de courant I_1. Supposons que la machine doive alimenter un enroulement (récepteur inducteur). La surtension momentanée rend *beaucoup plus rapide l'établissement du courant* I_1 dans cet enroulement.

Ces propriétés ont une application importante dans l'alimentation des circuits d'excitation des génératrices pour les moteurs de laminoirs réversibles.

6. **Machines amplificatrices. Amplidyne.** – Les machines amplificatrices ont pour but de permettre la commande de puissances importantes en utilisant du matériel de réglage à faible puissance. Le rapport :

$$K = \frac{\text{puissance utilisable}}{\text{puissance fournie au circuit de réglage}}$$

est appelé *coefficient d'amplification en puissance.*

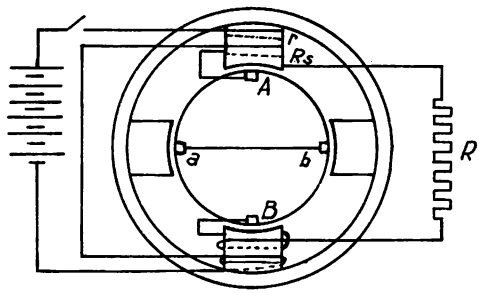


Fig. 3.8.

([1]) C'est le courant I_1 correspondant à l'égalité de F. M. M. additive de F et de F. M. M. soustractive de G.

Une génératrice à excitation séparée est amplificatrice, puisque la puissance fournie au circuit inducteur :

$p = rJ^2$ (J = courant inducteur, r = résistance du circuit inducteur de réglage).

est faible vis-à-vis de la puissance utilisable :

$$P = RI^2 \qquad (I \text{ courant débité dans une résistance } R)$$

Mais on obtient un meilleur coefficient d'amplification en utilisant une dynamo spéciale appelée *amplidyne*.

CONSTITUTION DE L'AMPLIDYNE. – C'est une génératrice Rosenberg dans laquelle le flux Φ_a de réaction d'induit dans l'axe des pôles principaux est neutralisé par un enroulement *série S* disposé sur les pôles principaux (*fig. 8*).

EXPRESSION DU COEFFICIENT D'AMPLIFICATION. – Désignons par R_s la résistance de l'enroulement série. Le flux Φ_a étant neutralisé, les équations de la machine Rosenberg (§ 5) se simplifient ($K_2 I = 0$) :

$$I' = \frac{K_1 N J}{R_a}$$

et si le débit s'effectue dans une résistance morte ($e = 0$) on a :

$$I = \frac{E_{AB}}{R + R_a + R_s} = K_3 \frac{NI'}{R + R_a + R_s}$$

D'où l'expression du courant débité I :

$$I = \frac{K_1 K_2 N^2 J}{R_a(R + R_a + R_s)}$$

La puissance utilisable est :

$$P = RI^2 = \frac{R(K_1 K_3 N^2 J)^2}{[R_a(R + R_a + R_s]^2}$$

La puissance fournie au circuit de contrôle (excitation) est :

$$p = rJ^2 \qquad (r = \text{résistance du circuit inducteur})$$

Le coefficient d'amplification est donc :

$$K = \frac{P}{p} = \frac{R}{r} \frac{(K_1 K_3 N^2)^2}{R_a^2(R + R_a + R_s)^2}$$

L'amplidyne permet d'atteindre des coefficients d'amplification très importants (10 000 et plus).

On caractérise aussi l'amplidyne par son *coefficient d'amplification dynamique :*

$$D = \frac{K}{T} = \frac{\text{coefficient d'amplification}}{\text{temps nécessaire pour l'atteindre}}$$

Une machine pour laquelle $K = 10^4$ est obtenu en 0,5 seconde a un coefficient d'amplification dynamique égal à $10^4/0{,}5 = 20\,000$.

La simplicité et la robustesse de l'amplidyne ont leur application dans l'alimentation du circuit d'excitation, de gros alternateurs de moteurs d'extraction (contrôle de la vitesse, limitation du couple et de l'accélération de ces moteurs) et dans de nombreux montages régulateurs.

7. **Rototrol.** – C'est une génératrice à plusieurs enroulements inducteurs combinés de façon à remplir à la fois les fonctions d'amplification et de régulation. Elle comporte *au moins* trois enroulements (*fig. 9*) :

a) Un enroulement d'*autoexcitation C* généralement *série ;*

b) Un enroulement dit de *commande A* alimenté par une source à tension constante et parcouru par un courant dit de *référence* réglable à volonté ;

c) Un enroulement dit de *contrôle B* parcouru par un courant fonction de la grandeur que l'on se propose de régler.

Les F. M. M. des enroulements de commande et de contrôle sont montés en opposition. Quand ils sont égaux (c'est-à-dire quand les F. M. M. série sont seuls agissants), la résistance r du circuit de débit du rototrol est réglée de façon telle que l'on ait :

$$\operatorname{tg} \alpha = r$$

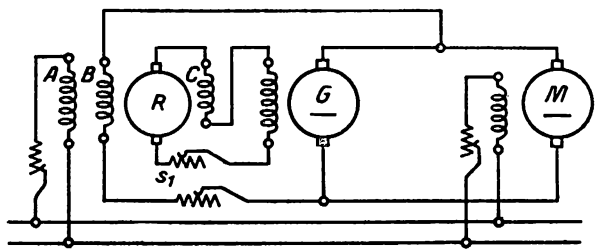


Fig. 3.9.

[α = angle formé avec l'axe des abscisses par la tangente à la caractéristique à vide $E_v(J)$ du rototrol].

Considérons, par exemple, un rototrol R alimentant l'enroulement inducteur d'une génératrice Léonard [chap. 5] G non saturée, c'est-à-dire telle que $E'_v = k_1 J$. Montrons que le rototrol permet :

a) Par une action sur la F. M. M. de commande A, l'obtention d'une tension déterminée aux bornes du moteur M ;

b) Le maintien de cette tension réglée si la charge de la dynamo G ou sa vitesse varie.

En effet quand les F. M. M. différentielles A et B sont égales et s'annulent l'une l'autre, le point figuratif de la marche du rototrol se déplace sur la droite OM (*fig. 10*). Si la F. M. M. de l'enroulement de contrôle n'agissait pas, le point figuratif serait sur la droite pointillée O_1M' parallèle à la précédente et telle que OO_1 = F. M. M. de commande A. Si on désigne par a, b, c les F. É. M. que donneraient au rototrol les enroulements A, B, C, la F. É. M. due à l'ensemble des enroulements est :

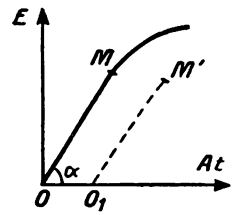


Fig. 3.10.

$$E_r = J \operatorname{tg} \alpha + a - b = KJ + a - b = rJ$$

et comme on a déjà réalisé l'égalité :

$$J \operatorname{tg} \alpha = KJ = rJ$$

On a nécessairement $a = b$.

Or b est proportionnel à la tension U aux bornes de la génératrice G et comme celle-ci n'est pas saturée on a :

$$U = k'J; \qquad \text{d'où} \qquad b = k''J = a$$

et par suite le courant :

$$J = a/k''$$

est donc *bien déterminé*, en valeur finale, par le courant dans A, *même avec la caractéristique rectiligne.*

Supposons (accroissement de charge ou baisse de vitesse) une diminution de la tension U aux bornes de G. L'enroulement A devient prépondérant; il accroît la F. É. M. du rototrol, il accroît donc J jusqu'à ce que la tension U aux bornes de la génératrice G ait pris une valeur telle que la F. M. M. de B annule celle de A. A ce moment la tension U a évidemment repris sa valeur primitive.

Dans l'exemple décrit, la grandeur réglée est la tension U. Très souvent le rototrol sert au réglage d'une vitesse : il suffit de brancher l'enroulement de contrôle B, aux bornes d'une dynamo tachymétrique (tension proportionnelle à la vitesse) montée sur l'arbre de la machine dont on veut régler la vitesse. On réalise ainsi un véritable *servomécanisme.*

COUPLAGE DES GÉNÉRATRICES

8. **Nécessité du couplage. Modes de couplage.** – Pour les mêmes raisons que nous avons exposées [1, chap. 10] à propos des alternateurs, il y a sou-

vent intérêt à répartir entre plusieurs unités la puissance électrique à fournir, par courant continu, à un réseau. Comme, en courant continu, on ne dispose pas du transformateur statique, on est amené à coupler deux ou plusieurs génératrices aussi bien en série qu'en parallèle :

en *parallèle* lorsqu'une seule ne peut fournir le courant nécessaire ;

en *série* lorsqu'une seule ne peut produire une tension suffisante.

9. **Stabilité d'un ensemble de génératrices couplées.** – Deux sortes de stabilités doivent être assurées dans la marche d'un ensemble de machines couplées :

1° *Stabilité électro-mécanique.* – Elle se définit comme pour les alternateurs de la façon suivante : la marche de machines couplées est stable au point de vue électro-mécanique si :

une machine qui augmente de vitesse prend une charge supérieure ;

une machine qui diminue de vitesse est soulagée d'une fraction de sa charge.

Il est évident que, dans les deux cas, le groupe moteur-générateur tend à reprendre la vitesse primitive.

2° *Stabilité électrique.* – Tous les couplages supposent évidemment une polarité bien déterminée des générateurs les uns par rapport aux autres. Il faut que la polarité d'un générateur quelconque ne puisse pas s'inverser alors que celle des autres ne change pas.

Comme le sens de rotation des machines couplées est invariable, il est donc nécessaire que le sens du courant d'excitation ne puisse s'inverser dans une machine indépendamment des autres ; sinon des machines en parallèle pourraient se mettre en série ou réciproquement : le couplage serait, de ce fait, électriquement instable. Par conséquent :

Pour que le couplage de plusieurs machines soit électriquement stable, il faut et il suffit que les sens de leurs courants inducteurs soient liés entre eux.

3° *Stabilité de répartition des charges.* – Se reporter au § 13, chap. 3.

10. **Répartition des charges des dynamos couplées.** – Le problème de la répartition des charges se pose comme pour les alternateurs et les transformateurs en parallèle : il faut qu'une charge affectant l'ensemble des machines se répartisse entre elles proportionnellement à leurs puissances nominales, afin que ces machines atteignent simultanément, à charge croissante, leur puissance nominale.

Cela dépend de l'allure des caractéristiques en charge des machines couplées, comme nous le montrerons dans l'étude des différents couplages.

11. **Génératrices dérivation en parallèle.** – C'est le couplage le plus employé.

Principe. – Nous avons déjà montré [II, chap. 3] que le couplage d'un générateur à courant continu en parallèle avec d'autres (autrement dit sur des barres auxquelles sont déjà connectées les autres générateurs) exige comme conditions préalables :

1° Des polarités correspondantes : le pôle + de la machine à coupler doit correspondre au pôle + des barres.

2° La F. É. M. de la machine à coupler doit être égale à la tension entre barres.

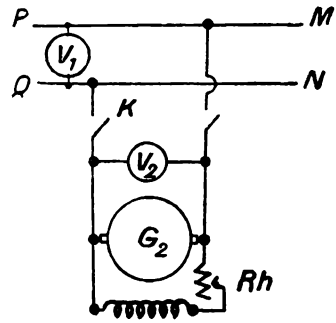


Fig. 3.11.

Manœuvres de couplage. – Soit une génératrice G_2 que nous nous proposons de coupler en parallèle avec d'autres connectées aux barres PM, QN. Le montage de la *figure 11* étant effectué :

a) On met en marche la machine G_2 jusqu'à une vitesse voisine de sa vitesse normale; on l'amorce, puis, à l'aide du voltmètre *polarisé* [1], V_2, on vérifie si sa polarité est convenable par rapport aux barres dont la polarité est connue.

Si la polarité de D_2 est inverse de celle qui convient, on croise les connexions aux bornes de l'interrupteur K;

b) Par le rhéostat de champ Rh, on agit sur l'excitation de G_2 jusqu'à ce que l'on ait $V_2 = V_1$. A ce moment, on ferme l'interrupteur de couplage K.

Dans la pratique, on préfère connecter l'enroulement inducteur aux barres plutôt qu'aux bornes de la machine (*fig. 12*). On a ainsi l'avantage d'une certitude d'amorçage.

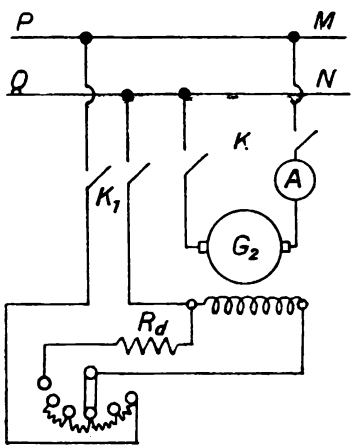


Fig. 3.12.

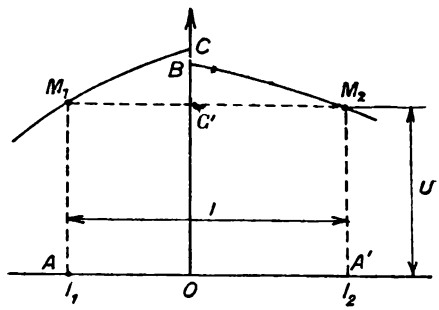


Fig. 3.13.

[1] On appelle voltmètre *polarisé* un voltmètre dont le sens de déviation varie suivant le sens du courant (appareil magnétoélectrique).

Répartition des charges. – Remarquons tout d'abord qu'un ensemble de génératrices déjà branchées entre barres a une caractéristique en charge déterminée et que nous pouvons le remplacer par une machine unique – que nous appellerons *dynamo-barres* – ayant la même caractéristique en charge.

Portons sur un même graphique la caractéristique en charge M_1C (*fig. 13*) de la dynamo-barres et la caractéristique en charge M_2B de la dynamo couplée G_2, pour un certain courant d'excitation de celle-ci. La distance AA' représente le courant I du réseau.

Soit U la tension entre barres. Elle est commune à toutes les machines. Donc les courants I_1, I_2 de la dynamo-barres et de la machine G_2 sont données par les abscisses des points M_1 et M_2 lorsque la distance M_1M_2 est égale à I. La tension commune est l'ordonnée des points M_1M_2. On voit que :

1° Les caractéristiques en charge de la dynamo-barres et de G_2 étant tombantes, la marche en parallèle est stable [II, chap. 3].

2° Il est possible de modifier la loi de répartition des différentes charges pour qu'elle réponde à la condition sus-indiquée en modifiant *l'inclinaison* de la caractéristique en charge d'une dynamo destinée à fonctionner en parallèle avec d'autres dynamos. A cet effet, on ajoute à la machine un nombre convenable de spires série à flux additif ou à flux soustractif. Rappelons à cet égard qu'un générateur est d'autant plus sensible aux variations de la charge totale que sa caractéristique en charge est moins tombante.

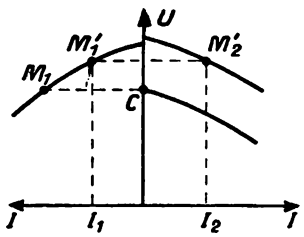


Fig. 3.14.

3° Au moment où l'on couple la génératrice G_2 sur les barres, on a, pour celle-ci, $E_v = U$. Le point de départ de sa caractéristique en charge se trouve donc en C (*fig. 14*). Poussons l'excitation, la caractéristique en charge de G_2 se déplace vers le haut (dans des limites étroites d'excitation, ce déplacement est une translation). On voit que, le courant I du réseau n'ayant pas varié, la machine G_2 débite un courant I_2 de plus en plus intense : elle *prend de la charge.*

4° Il n'est pas nécessaire, pour charger une génératrice, d'agir sur l'admission du moteur, comme dans le cas d'un alternateur en parallèle avec d'autres. En effet, dès qu'on pousse l'excitation et qu'un certain courant I_2 est débité, la machine oppose à son moteur un couple résistant de plus en plus grand. *Le groupe ralentit* et le régulateur du moteur entre alors en action pour ouvrir l'admission et rétablir la vitesse.

On surexcite une génératrice pour la charger; on la sous-excite pour la décharger.

Stabilité de la marche en parallèle. – *a*) La stabilité électrique est assurée. En effet, les courants dans les enroulements inducteurs de toutes les machines, même quand ces enroulements sont connectés aux bornes des machines, sont solidaires, quant à leur sens, puisque ce sens dépend de la polarité des barres.

b) La stabilité de marche en parallèle existe également, puisque les caractéristiques en charge sont toutes tombantes.

c) La stabilité électro-mécanique est assurée. En effet, si une génératrice G_2 prend de la vitesse, sa caractéristique externe s'élève alors que la caractéristique en charge de l'ensemble des autres ne change pas. La *figure 13* montre qu'elle prend une charge supérieure.

Enfin si le moteur de l'une des machines a une défaillance, les autres débitent dans celle-ci : elle fonctionne en moteur et aide son propre moteur à rattraper sa vitesse.

Découplage d'une machine dérivation. – Les opérations sont inverses de celles du couplage : on décharge peu à peu la machine à découpler en diminuant lentement son excitation. Lorsque l'ampèremètre *A* (*fig. 12*) indique un courant nul, on coupe l'interrupteur *K* de couplage.

Le circuit inducteur étant doué d'une forte inductance, on utilisera une résistance de décharge R_d montée comme l'indique la *figure 12.*

12. **Génératrices dérivation en série.** – C'est un couplage devenu rare : il n'est guère utilisé que dans les distributions d'énergie à 3, 4, 5 fils. Il présente les inconvénients que voici :

1° *Risque de mauvais amorçage* (*fig. 15*). – Supposons la dynamo G_1 amorcée avant G_2. Celle-ci n'ayant pas encore de F. É. M., son enroulement

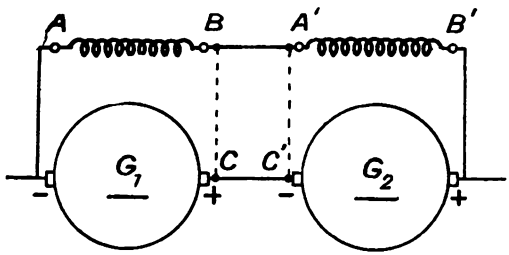


Fig. 3.15.

inducteur est traversé par un courant de sens inverse du courant normal; elle risque donc de s'amorcer avec une polarité inverse de celle que l'on désire.

2° *Stabilité incomplète.* – En effet, si une génératrice prend de la vitesse, l'augmentation de la tension qui en résulte est aggravée par l'accroissement

corrélatif du courant d'excitation, ce qui accroît la surcharge; mais ces phénomènes n'ont aucune répercussion sur la charge des autres machines.

Par ailleurs, si le moteur d'une génératrice subit une défaillance, elle ne peut en marchant en moteur, recevoir aucune énergie de ses voisines car le courant dans son induit ne change pas de sens.

On remédie au risque de mauvais amorçage et on améliore la stabilité en supprimant les connexions en C et C' (*fig. 15*) et en reliant B à A'. Les deux inducteurs sont dès lors en série sous la tension totale, le sens de leurs courants est nécessairement le même et aucun déséquilibre ne peut se manifester entre les intensités respectives de ces courants inducteurs.

13. **Génératrices série en parallèle.** – Supposons réalisé le couplage en parallèle de deux machines série G_1 et G_2 (*fig. 16*).

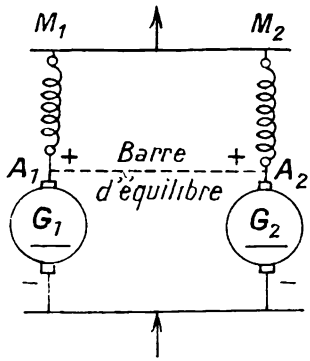


Fig. 3.16.

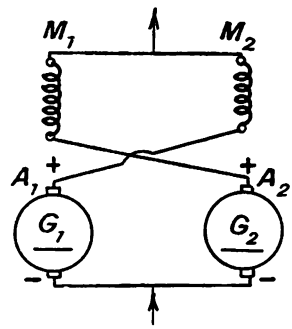


Fig. 3.17.

Instabilité électrique de ce couplage. – Ce couplage est stable au point de vue électro-mécanique, puisque la F. É. M., donc la charge d'une machine série, varie, comme pour toutes les génératrices, dans le même sens que la vitesse.

Mais il est électriquement instable parce que les sens des courants d'excitation ne sont pas liés entre eux. En effet, le courant d'échange

$$J = \frac{E_1 - E_2}{R_a + R_s + R'_a + R'_s};$$

R_s, R'_s résistance des inducteurs,

R_a, R'_a résistance des induits,

qui circule dans le circuit commun aux deux machines se retranche (*fig. 17*) du courant $\frac{I}{2}$ (I = courant du réseau de débit) dans la génératrice G_2 qui a la plus faible F. É. M. E_2.

Supposons, pour une raison quelconque (par exemple une diminution de vitesse), une baisse de la F. É. M. E_2. Le courant J de circulation augmente. Comme, dans la dynamo G_2 on a toujours :

$$I_2 = \frac{I}{2} - J,$$

le courant I_2 passant dans G_2 est diminué. Mais ce courant I_2 *est aussi le courant inducteur* de G_2. La F. É. M. de G_2 va diminuer encore et ainsi de suite. Il arrivera donc un moment où J sera supérieur à $\frac{I}{2}$; le courant I_2 devient négatif, autrement dit change de sens.

A ce moment la polarité de G_2 est inversée : elle est *en série* avec G_1 dans un circuit très faiblement résistant. Nous avons déjà vu [2, 15] ce phénomène et nous en avons montré les graves dangers.

REMÈDES A L'INSTABILITÉ ÉLECTRIQUE. – On peut cependant remédier à cette instabilité électrique. Les procédés les plus employés sont les suivants :

a) *Croisement des inducteurs.* – Les inducteurs des deux machines étant croisés (*fig. 17*), supposons encore que la F. É. M. E_2 est inférieure à E_1 et décroît. Le courant dans l'induit de G_1 sera supérieur au courant dans l'induit de G_2, mais alors l'excitation de G_2 sera renforcée et la F. É. M. de G_2 augmentée. Il y a donc impossibilité d'un écart sensible entre les F. É. M. des deux machines et *a fortiori* impossibilité d'une inversion de polarité.

b) *Barre d'équilibre.* – C'est une grosse barre de cuivre disposée (*fig. 16*) entre les bornes A_1 et A_2 communes à l'inducteur et à l'induit dans les deux machines. Si la machine G_1 débite un courant I_1 plus intense que la machine G_2 (E_1 étant supérieur à E_2), la chute de tension est plus grande dans l'inducteur de G_1 que dans l'inducteur de G_2. Comme les points M_1 et M_2 sont au même potentiel, il en résulte :

$$\text{potentiel } A_1 > \text{potentiel } A_2.$$

Un courant va circuler dans le sens A_1A_2 renforçant l'excitation, donc la F. É. M. de G_2. Ce courant réagit donc contre tout déséquilibre des F. É. M. des deux machines : les points A_1 et A_2 (étant donnée la faible résistance de la barre d'équilibre A_1A_2) étant au même potentiel, les courants inducteurs de G_1 et G_2 sont toujours, quels que soient les débits de G_1 et G_2, en raison inverse des résistances des enroulements inducteurs.

Cela revient à dire que le courant d'échange J passe par la barre d'équilibre et n'intéresse pas les enroulements inducteurs.

Conclusions quant au couplage en parallèle de génératrices série. – Le couplage en parallèle des machines série est utilisé exceptionnellement dans le freinage électrique lorsque par exemple les deux moteurs série d'une voiture

sont débranchés du réseau d'alimentation et connectés aux bornes d'une résistance pour débiter en parallèle dans celle-ci. On croise alors les inducteurs.

Quant à la barre d'équilibre, elle est utilisée comme nous le verrons, dans le couplage en parallèle des machines à excitation composée, puisque celles-ci comportent un inducteur série.

14. **Couplage en série de génératrices série.** – Ce couplage est facile. Quand une machine G_2 n'est pas en service, elle est court-circuitée par un

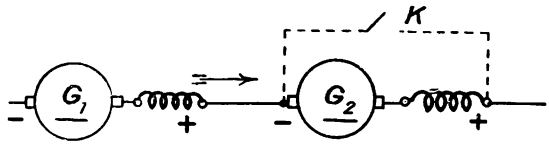


Fig. 3.18.

gros fil. En la faisant tourner, puis en supprimant le court-circuit K, on la met en charge.

Le couplage est complètement stable. Le même courant traverse tous les inducteurs et une machine qui prend de la vitesse, prend de la charge sans d'ailleurs influencer les autres.

Ce couplage a été employé dans le transport d'énergie à courant constant système Thury. Il ne l'est plus guère aujourd'hui que dans le freinage électrique [chap. 17] lorsque les moteurs série d'une automotrice électrique fonctionnent en générateurs débitant en série dans une résistance.

15. **Génératrices à excitation composée en parallèle.** – Comme elles sont partiellement série, il est nécessaire de relier par une barre d'équilibre (*fig. 19*)

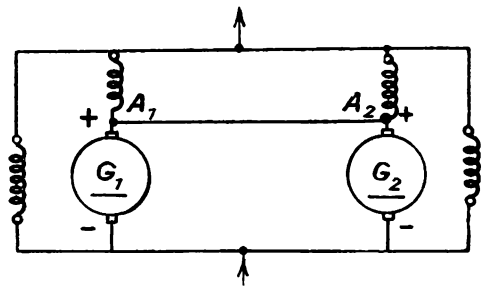


Fig. 3.19.

les bornes qui, dans toutes les machines, sont communes à l'inducteur et à l'induit. Cela revient à réaliser un compoundage d'ensemble et non plus individuel.

Cette précaution prise, les manœuvres de couplage et la stabilité de celui-ci sont les mêmes que pour les dynamos dérivation en parallèle.

C'est dans les stations centrales à courant continu qui alimentaient des réseaux de traction ([1]) que le couplage en parallèle des génératrices à excitation composée était le plus employé.

16. **Génératrice dérivation et série en série.** – Ce couplage est parfois réalisé en vue de l'obtention d'un ensemble équivalent à une machine à excitation composée (flux additif). La machine série intervient pour donner un appoint de tension et est de puissance beaucoup plus faible que la génératrice dérivation.

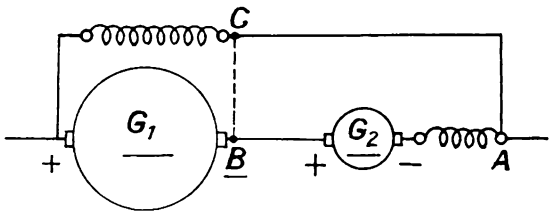


Fig. 3.20.

Comme dans le cas de machines dérivation en série, il faut, pour éviter le risque d'un mauvais amorçage, réaliser la liaison *CA* et non *CB*. En effet, dans ce dernier cas, si la machine série s'amorçait avant la machine dérivation, le courant inducteur dans celle-ci aurait le sens opposé au sens prévu et les machines seraient en opposition au lieu d'être en série.

([1]) Nous avons dit plus haut que ces centrales sont remplacées aujourd'hui par des sous-stations transformant les courants triphasés en courant continu.

PROBLÈMES A RÉSOUDRE sur le CHAPITRE 3 :
TOME II. – *4, P 10, 4, P 13 à 4, P 15.*

(*Recueil de Problèmes*, 8e édition.)

A RÉSOUDRE SUR LE CHAPITRE 3 :

Problèmes 4.P.10, 4.P.13 à 4.P.15 dans « Problèmes d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs : machines électriques », par A. FOUILLÉ.

CHAPITRE 4

MOTEURS A COURANT CONTINU COUPLE. VITESSE. CARACTÉRISTIQUES

Comme toute machine électromagnétique, la machine à courant continu est *réversible.*

1. **Principe de la marche en moteur.** – Alimentons l'induit d'une génératrice excitée par une source séparée. Chaque brin actif, placé dans un champ et parcouru par un courant, est soumis à une *force électromagnétique* dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main *droite.* Les composantes tangentielles de toutes ces forces produisent, par leur ensemble, un couple qui détermine la rotation de l'induit. La machine reçoit de l'énergie électrique et fournit de l'énergie mécanique. C'est un moteur.

Étudions les facteurs C et ω de sa puissance $P = C\omega$.

COUPLE ET VITESSE

2. **Sens du couple et de la rotation.** – Le sens des forces électromagnétiques, donc le sens du couple moteur, dépend du sens *relatif* du flux inducteur et du courant dans l'induit. Il faut qu'*un seul* des deux change de sens pour que le sens du couple moteur et de la rotation soit inversé. Cette considération conduit à la règle pratique « des quatre variables ».

Si, dans une machine à courant continu, on considère les quatre variables suivantes : nature de fonctionnement (moteur ou générateur), sens de la rotation, sens du courant dans l'induit, sens du courant inducteur, *celles-ci ne peuvent varier qu'en nombre pair.* On en déduit :

1° Le *sens de rotation* d'un moteur auto-excitateur est *indifférent à la polarité* de la source. Pour changer ce sens de rotation, il faut croiser les connexions entre inducteur et induit.

2° Une machine dérivation ne peut *s'amorcer* en génératrice que si elle tourne dans le *même sens qu'en moteur*. C'est l'inverse pour une machine série (1).

3. **Commutation et réaction d'induit.** – 1° *Commutation. Connexions immuables des pôles auxiliaires.* – Comparons les *figures 1* (générateur) et *2* (moteur) avec la même polarité.

Le sens du courant dans l'induit est changé, donc la polarité d'un pôle auxiliaire est celle du pôle principal qui le *précède* dans la rotation.

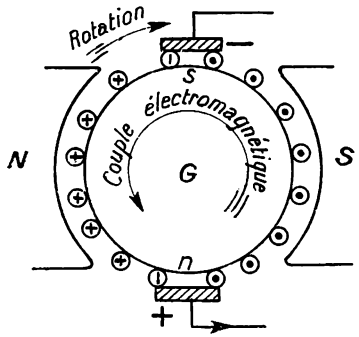


Fig. 4.1.

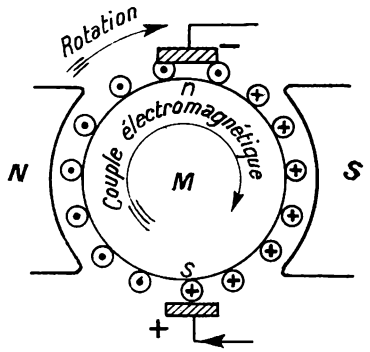


Fig. 4.2.

C'est bien la polarité qui doit améliorer la commutation, puisque le flux du pôle auxiliaire doit avoir le sens du pôle *principal vers lequel se dirige* la section en commutation.

Nous avons indiqué, sur les *figures 1* et *2*, par des petites lettres, les polarités des pôles auxiliaires dans les deux marches.

2° *Réaction d'induit.* – La comparaison des figures montre, de même, que, dans la marche en moteur, le sens de la *réaction transversale* de l'induit est *opposé* à celui de la marche en générateur. La *distorsion* du flux s'opère en sens *inverse*, mais elle affaiblit, tout aussi bien, le flux (2). Dès lors :

$$E_{ch} = E_v - h_m \qquad \text{(même réaction } h_m \text{ à courant égal)}$$

(1) Sur cette remarque est basé un procédé d'amorçage d'une génératrice autoexcitatrice : la faire marcher en moteur, noter son sens de rotation, l'entraîner ensuite en génératrice dans ce même sens.

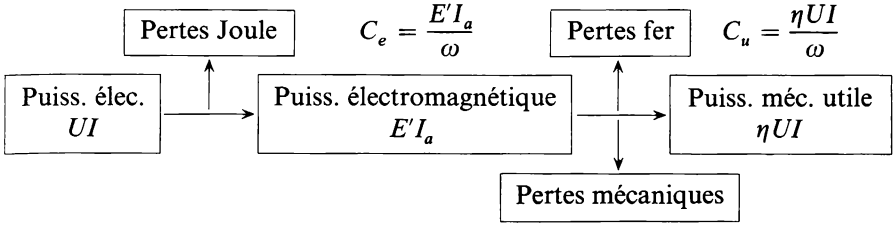
(2) Mais, à cause de l'hystérésis des dents, l'affaiblissement du flux n'est pas exactement le même.

4. **Définition et expression du couple électromagnétique.** – 1° *Définition.* C'est le couple qui correspond à la puissance passée de la forme électrique à mécanique ou réciproquement. Si I_a désigne le courant dans l'induit le couple électromagnétique C_e correspond :

dans une dynamo à la puissance EI_a passée de la forme mécanique à électrique;

dans un moteur à la puissance $E'I_a$ passée de la forme électrique à mécanique.

Sa définition, pour un moteur, apparaît nettement dans le bilan des puissances :



I_a = courant dans l'induit.
I = courant absorbé au réseau.

2° *Expression.* – La formule du couple électromagnétique C_e est la même dans les deux cas, puisque E et E' ont la même expression; mais, dans la marche en génératrice, C_e est opposé à la rotation; dans la marche en moteur, il a le sens de la rotation (*fig. 2*). Établissons directement à partir du travail électromagnétique l'expression du couple C_e.

Quand, dans le moteur, un brin actif parcouru par le courant $I_a/2a$ ($2a$ = nombre de voies d'enroulement) effectue *un tour complet*, il coupe $2p$ fois le flux Φ par pôle ($2p$ = nombre de pôles).

Il effectue ainsi un travail électromagnétique en joules :

$$W = \frac{I_a}{2a} \times 2p\Phi.$$

Le travail électromagnétique des n brins sera nW et le couple (travail par radian) :

$$\frac{nW}{2\pi} = \boxed{C_e = \frac{p}{a}\frac{n}{2\pi}\,\Phi\,I} \quad \begin{matrix} \text{mètres} \\ \text{newtons} \end{matrix} \quad \begin{matrix} \text{webers} \\ \text{ampères} \end{matrix} \quad (1).$$

(1) Nous laissons au lecteur le soin d'établir cette formule à partir de celle de la force contre-électromotrice.

Le bilan des puissances montre que le couple électromagnétique C_e est supérieur au couple utile C_u. On a :

$$C_e = C_u + C_p \qquad (C_p = \text{couple de pertes fer et mécaniques})$$

Le couple de *pertes* étant *faible*, le couple *électromagnétique* ayant une expression *plus simple* que le couple *utile* $C_u = \eta UI/\omega$:

(η = rendement, expression complexe ; ω = vitesse de rotation)

il est *beaucoup plus commode* de raisonner sur le couple *électromagnétique* et c'est ce que l'on fait toujours.

5. **Formules applicables à la machine à courant continu.** — Le tableau ci-contre donne l'ensemble des formules applicables à la machine à courant continu utilisée en générateur ou en moteur.

REMARQUE. — Quand une machine à courant continu fonctionne à *excitation constante* le flux Φ_v est constant. Si la *tension U est constante*, on a, en désignant par :

N_n la vitesse normale ;

I_n le courant normal dans l'induit et en exprimant l'égalité des flux Φ_v :

$$\text{D'où :} \quad \Phi_v = K' \frac{U \pm R_a I_a + h_m}{N} = K' \frac{U \pm R_a I_n + h_m}{N_n}$$

$$\frac{N}{N_n} = \frac{U + h_m \pm R_a I_a}{U + h_m \pm R_a I_n} \qquad \text{(signe } - \text{ dans un moteur)}$$

(h_m indépendant de I et souvent négligeable).

CARACTÉRISTIQUES

On désigne sous le nom de *caractéristiques* des moteurs à courant continu un ensemble de graphes traduisant les relations qui existent entre les différentes variables d'exploitation de ces moteurs.

6. **Caractéristiques usuelles d'un moteur.** — Les mêmes grandeurs U, I, J, N [2, 1] régissent la marche d'une machine à courant continu en moteur comme en générateur.

Mais, dans le générateur, la *variable indépendante* (de la machine) était la *vitesse N* imposée par le moteur d'entraînement et, dans les caractéristiques usuelles, nous l'avons supposée *constante*.

GRANDEUR	GÉNÉRATEUR	MOTEUR
F. É. M. à vide E_v	$E_v = \frac{p}{a}\frac{N}{60} n\Phi_v = KN\Phi_v$ $(K = pn/60a)$	*Idem*
F. É. M. en charge E_{ch}	$E_{ch} = KN\Phi_{ch} = U + R_aI_a$	$E_{ch} = KN\Phi_{ch} = U - R_aI_a$
Réaction magnétique h_m	$h_m = E_v - E_{ch}$	*Idem*
Tension U	$U = E_{ch} - R_aI_a$ $= E_v - h_m - R_aI_a$	$U = E_{ch} + R_aI_a$ $= E_v - h_m + R_aI_a$
Réaction totale $E - U$	$h = h_m + R_aI_a$	$h' = h_m - R_aI_a$ $= h - 2R_aI_a$ [1]
Vitesse N	$N = \frac{E_v}{K\Phi_v}$ $= K' \frac{U + R_aI_a + h_m}{\Phi_v}$ $(K' = 1/K = 60a/pn)$	$N = \frac{E_v}{K\Phi_v} =$ $= K' \frac{U - R_aI_a + h_m}{\Phi_v}$ $= K' \times \frac{U - (R_aI_a - h_m)}{\Phi_v}$ $(K' = 1/K = 60a/pn)$
Couple électromagnétique $C_e = E_{ch}I_a/\omega$	$C_e = \frac{(U + R_aI_a)I_a}{\omega}$ $= \frac{p}{a}\frac{n}{2\pi}\Phi_{ch}I_a = K''\Phi_{ch}I_a$ $(K'' = pn/2\pi a)$	$C_e = \frac{(U - R_aI_a)I_a}{\omega}$ $= \frac{p}{a}\frac{n}{2\pi}\Phi_{ch}I_a = K''\Phi_{ch}I_a$ $(K'' = pn/2\pi a)$

[1] En effet la réaction totale h' en moteur est :

$h' = h_m - R_aI_a = h_m + R_aI_a - 2R_aI_a = h - 2R_aI_a$

et le graphe de réaction totale h' en fonction de I est donné par la *figure 3.*

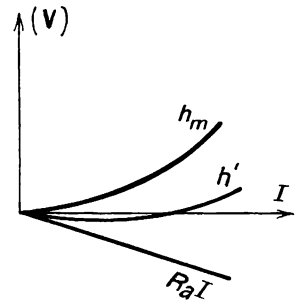


Fig. 4.3.

Dans le moteur, au contraire, la *variable indépendante* (de la machine) est la tension U imposée par la Compagnie de Distribution et dans les caractéristiques usuelles nous la supposerons *constante*.

Dès lors, on pourrait définir comme caractéristiques usuelles d'un moteur les caractéristiques à *tension U constante* :

$N(I)$ paramètre J;
$J(I)$ paramètre N;
$N(J)$ paramètre I.

Mais en raisonnant sur ces grandeurs on ne fait pas apparaître le *couple*, grandeur importante qui dépend du flux et du courant, donc de I et J.

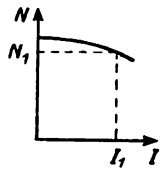


Fig. 4.4.

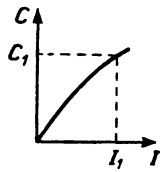


Fig. 4.5.

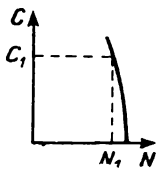


Fig. 4.6.

Nous écrirons donc 5 grandeurs (U, I, J, C, N) dont 4 suffisent à définir la machine. Ces 4 grandeurs peuvent être U, I, C, N.

En général les moteurs sont alimentés à *tension U constante*. C'est pourquoi les caractéristiques *usuelles* des moteurs (les plus importantes) sont les suivantes :

$N(I)$ paramètre J. Caractéristique de vitesse.
$C(I)$ paramètre N. Caractéristique de couple.
$C(N)$ paramètre I. Caractéristique mécanique.

Chacune d'elles est, en réalité, une *famille de graphes*, chaque graphe correspondant à une valeur déterminée du paramètre.

Les autres familles de graphes qui, dans certains cas, peuvent être utiles, sont données par le tableau suivant :

GRANDEURS I, J, C, N EXCITATION J = constante	GRANDEURS U, I, J, N VITESSE N = constante	GRANDEURS J, I, N, U COURANT I = constant
$C(I)$ paramètre N $I(N)$ – C $N(C)$ – I	$U(I)$ paramètre $J(2)$ $J(U)$ – $I(1)$ $I(J)$ – $U(3)$	$U(J)$ paramètre N $N(U)$ – $J(4)$ $J(N)$ – U

REMARQUE I. – Il est facile d'obtenir graphiquement une famille de graphes à partir des deux autres. Les *figures 4, 5, 6* montrent par exemple comment on obtient un graphe $C(N)$ à partir des caractéristiques $N(I)$ et

$C(I)$ correspondant *aux mêmes valeurs de U et J*. On se fixe différentes valeurs (telles que I_1) du courant I et à cette valeur I on fait correspondre le couple C_1 et la vitesse N_1. On obtient ainsi autant de points de la caractéristique $C(N)$ qu'on le désire.

REMARQUE II. – On passe facilement des caractéristiques d'une machine en générateur à ses caractéristiques en moteur et réciproquement.

Par exemple, si on fait fonctionner un moteur *à vide*, sous *tensions variables* mesurées et à *vitesse N* maintenue *constante* par l'action sur l'excitation, on connaît la F. É. M. à vide :

$$E'_v = U - R_a I_0$$

(I_0 courant absorbé à vide et mesuré) en fonction du courant d'excitation J à vitesse constante N. On peut tracer la caractéristique à vide $E_v(J)$ à vitesse N.

REMARQUE III. – L'une quelconque des caractéristiques sus-indiquées est dite *normale* quand elle correspond :

à la tension U_n normale indiquée sur la plaque,

à la vitesse N normale,

autrement dit à la tension U_n et à l'excitation qui, sous la tension U_n, est capable de donner au moteur sa vitesse N normale.

Quand on ne précise pas, il s'agit toujours de la caractéristique normale.

7. **Caractéristiques particulières.** – D'autres caractéristiques du moteur peuvent, dans des cas particuliers, intéresser l'exploitant. Nous les appellerons caractéristiques *particulières*. Citons :

a) *La caractéristique U(J) à courant I et vitesse constants.* – Ce graphe (l'un des graphes 1 du tableau précédent) est décalée de $R_a I = C^{te}$ par rapport à la caractéristique à vide $E_v(J)$.

b) *La caractéristique U(I) à vitesse et excitation constantes.* – C'est l'un des graphes 2 du tableau précédent. Il montre comment doit varier la *tension d'alimentation* en fonction de la charge pour que, en excitation séparée et maintenue constante, la *vitesse demeure constante*. Cette caractéristique dont la *figure 7* donne l'allure intéresse l'usager d'un groupe Ward-Léonard ou d'un dispositif de commande électronique.

c) *La caractéristique I(J) à vitesse et tension constantes.* – C'est l'un des graphes 3 du tableau précédent. Il correspond au graphe de réglage [2,5] des génératrices.

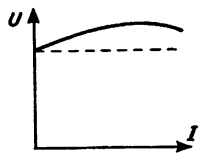


Fig. 4.7.

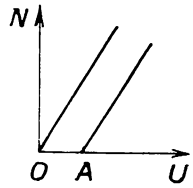


Fig. 4.8. – $OA = R_a I$.

d) *Caractéristique $N(U)$ à excitation et courant constants (fig. 8).* — C'est l'une des courbes 4 du tableau précédent. Elle est théoriquement une droite puisqu'on a :

$$U = E_v + R_a I \qquad (h_m \text{ négligeable}).$$

REMARQUE IMPORTANTE. — On passe facilement [1] des caractéristiques d'une machine en génératrice à ses caractéristiques en moteur. Les premières étant plus faciles à relever (réglages plus simples), ce sont elles qu'on utilise généralement pour déterminer les caractéristiques en moteur.

MOTEUR DÉRIVATION (SHUNT)

Pour faciliter le démarrage et rendre le courant inducteur indépendant du courant dans l'induit, on branche toujours *à la source* l'enroulement inducteur du moteur. Dès lors le moteur dérivation *se confond pratiquement* [2] *avec le moteur à excitation séparée.*

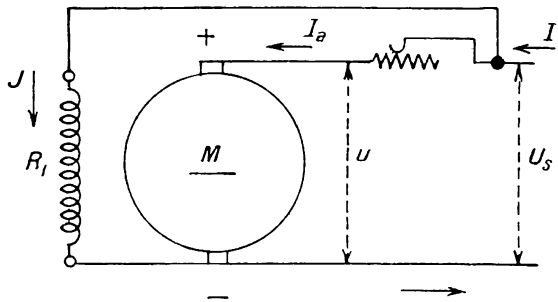


Fig. 4.9.

8. **Caractéristique de vitesse. Le moteur dérivation est autorégulateur de vitesse.** — *Mode d'obtention.* — La caractéristique de vitesse $N(I)$ d'un moteur dérivation peut être obtenue :

a) Soit par *relevé direct* en chargeant le moteur sous tension constante et en notant les vitesses correspondant aux différents courants absorbés ;

[1] Voir, du même auteur, *Problèmes d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs*, Dunod, éditeur (8e édition, tome II).

[2] Sauf le cas de variations de tension d'alimentation. Elles affectent le courant inducteur si le moteur est dérivation ; elles ne l'affectent pas si le moteur est excité par une source différente de celle qui alimente l'induit.

b) Soit par *construction graphique* à partir de la caractéristique à vide $E_v(J)$ et du graphe de réaction totale d'induit $h'(I)$.

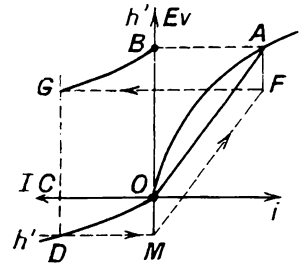


Fig. 4.10.

Elle est basée sur le fait qu'à excitation constante la vitesse est proportionnelle à $E_v = U - (R_aI_a - h_m)$.

On trace la droite d'inducteur OA qui donne la F. É. M. E_v à vide reportée en OB. A un courant absorbé $I_1 = OC$ correspond une réaction totale $R_aI_a - h_m = h' = CD$ qui est géométriquement reportée en AF. Le point F permet d'obtenir le point G dont l'ordonnée représente la F. É. M. E_v pour le courant I.

En vertu de ce que nous avons rappelé, OB et CG représentent à une échelle convenable les vitesses à vide et pour le courant I_1. On obtient ainsi autant de points, qu'on le veut, de la caractéristique de vitesse.

Allure de la courbe $N(I)$. Nous avons obtenu l'expression de la vitesse :

$$N = K' \frac{U - (R_aI_a - h_m)}{\Phi_v} = K' \frac{U - R_aI_a}{\Phi_{ch}} = N_0\left(1 - \frac{R_aI_a}{U}\right)\frac{\Phi_v}{\Phi_{ch}}$$

Or, nous avons ici *deux constantes* : la *tension* U (aux bornes du moteur) par hypothèse et l'*excitation* :

$$J = \frac{U_s}{R_i} \qquad (U_s = \text{tension de la source}, R_i = \text{résistance de l'inducteur})$$

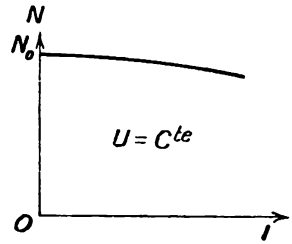


Fig. 4.11.

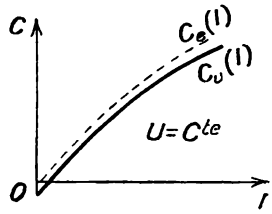


Fig. 4.12.

constante, puisque la tension U_s est constante et que l'on ne touche pas au circuit inducteur.

Dès lors, quand le moteur étant chargé, l'intensité I du courant qu'il absorbe augmente :

a) Le numérateur de l'expression de N diminue légèrement par accroissement de R_aI_a ;

b) Le dénominateur de la même expression diminue aussi légèrement du fait de la réaction magnétique de l'induit croissante avec la charge.

En fait, dans les petites machines (environ 1 kW) pour lesquelles R_aI_a

est relativement important, la courbe $N(I)$ a l'allure (1) ou (2). La diminution de vitesse est de 5 à 10 %. Au contraire, dans les moteurs de puissance moyenne ou forte, la réaction d'induit l'emporte aux fortes charges sur le terme $R_a I_a$ et la caractéristique a l'allure (3) à tension normale.

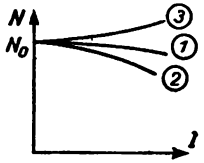


Fig. 4.13.

Notons d'ailleurs qu'en exploitation avec un même moteur, on passe de l'allure (2) à l'allure (3) quand la machine est alimentée *à tension réduite*, car elle est alors sous-excitée et la F. M. M. de l'induit prend une importance relative plus grande (réaction d'induit plus importante).

En tout cas, pour un moteur normal, l'accroissement de vitesse entre les marches à vide et en charge ne dépasse pas 10 %.

La vitesse étant sensiblement constante avec la charge, le moteur dérivation est dit *autorégulateur de vitesse.*

REMARQUE. — Quand l'enroulement inducteur s'échauffe, l'excitation diminue et par suite la vitesse croît. Si le moteur entraîne un ventilateur (couple croissant rapidement avec la vitesse) réglé initialement pour la charge normale, le moteur peut se trouver surchargé.

9. **Caractéristique de couple** $C_u(I)$. — En vertu de l'expression du couple électromagnétique [5] :

$$C_e = K''\Phi I_a \qquad \left(\text{en posant } K'' = \frac{p}{a}\frac{n}{2\pi}\right)$$

le flux Φ s'affaiblit légèrement, avec la charge, du fait de la réaction d'induit. Le graphe $C_e(I_a)$ est donc sensiblement une droite passant par l'origine. Comme, d'une part, on a :

$$I = I_a + J$$

et comme d'autre part le couple utile est un peu plus faible que le couple électromagnétique, la courbe $C_u(I)$ sera un peu au-dessous de la précédente (*fig. 12*).

L'abscisse à l'origine n'est autre que le courant I_0 absorbé *à vide* (couple utile nul) par le moteur.

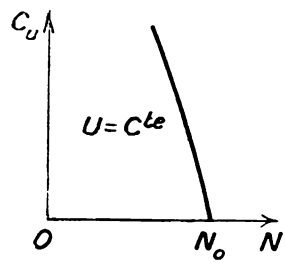


Fig. 4.14.

10. **Caractéristique mécanique** $C_u(N)$. **Le moteur dérivation est très stable.** — Par élimination graphique de I entre les courbes $N(I)$ et $C_u(I)$, on obtient la caractéristique mécanique $C_u(N)$. Son abscisse à l'origine est la vitesse N_0 à vide. Sa rencontre avec l'axe des ordonnées donne le couple à l'arrêt (décollage).

Comme dans les limites d'emploi courant du moteur cette caractéristique est faiblement inclinée sur l'axe des ordonnées, le *degré de stabilité* dC/dN du moteur est grand.

Il semble néanmoins que le moteur puisse avoir une marche instable quand la caractéristique $C(N)$ a l'allure indiquée (*fig. 15*) par suite de la prépondérance de la réaction d'induit. Cependant la discussion complète des conditions de stabilité montre que celle-ci se maintient pratiquement dans une large zone au delà du minimum de vitesse.

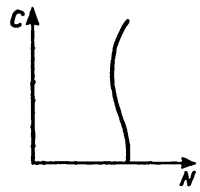


Fig. 4.15.

Toutefois, si dans cette région la charge varie trop brutalement, il peut en résulter des oscillations de vitesse et de consommation. (On dit alors que le moteur *pompe*.) De plus, si le couple résistant est une fonction croissante de la vitesse (pompe centrifuge par exemple), l'emballement est à craindre. C'est pourquoi il ne faut jamais entraîner de telles machines par un moteur dérivation non compensé [chap. 1].

Pour éviter ces inconvénients, les constructeurs établissent les moteurs dérivation avec quelques spires série créant une F. M. M. dite *stabilisatrice*. Elle empêche la vitesse de croître en même temps que la charge.

11. **Explication physique de la marche d'un moteur dérivation sous tension constante.** – Les expressions des paragraphes 2 et 3 peuvent s'exprimer ainsi :

C proportionnel à ΦI;
I proportionnel à $U - E$;
E proportionnel à $N\Phi$.

En marche industrielle ($U = C^{te}$, donc $J = C^{te}$), on a $\Phi = C^{te}$. Donc I doit suivre les variations de C qui se met à égalité avec le couple résistant :

le courant I fixe le couple.

Pour un couple donné, I est bien déterminé ainsi que la différence $U - E$. Comme E est proportionnel à $N\Phi$:

la tension aux bornes fixe la vitesse.

12. **Comparaison du moteur dérivation et du moteur asynchrone.** – 1° *Le couple électromagnétique est analogue au couple transmis* du moteur asynchrone. Cela ressort de la comparaison des bilans énergétiques des deux machines. Évidemment les pertes Joule stator n'ont pas d'équivalent dans la machine à courant continu qui peut fonctionner avec un aimant permanent.

2° *La caractéristique mécanique $C(N)$ est shunt dans les deux cas.* – Elle est droite si la réaction magnétique h_m est nulle. Le moteur dérivation n'a pas de couple maximal ni de marche instable (avantage) et de risque de calage ; mais en surcharge sa commutation peut être mauvaise.

3° La marche à vide sous la tension U d'un réseau marque, comme la vitesse synchrone du moteur asynchrone, la *limite* entre le fonctionnement en *moteur* (*au-dessous* de cette vitesse) et le fonctionnement en *générateur au-dessus* de cette vitesse caractérisée par l'égalité $U = E$.

4° Le rapport $R_a I_a/U$ qui dans un *moteur* à réaction magnétique négligeable représente, en valeur relative, la *chute de vitesse* entre la marche à vide et la marche en charge, correspond au glissement g du moteur asynchrone.

13. **Applications du moteur dérivation.** – Ce moteur étant autorégulateur de vitesse convient dans la commande des machines dont la vitesse ne doit pas dépendre de la charge. C'est le cas de la plupart des machines-outils. Il est couramment utilisé dans leur commande individuelle ou dans la commande par groupe.

On l'emploie également dans l'entraînement des appareils de levage où la charge peut être supprimée brusquement et où, avec un moteur série, l'emballement serait à craindre.

Par ses caractéristiques, le moteur dérivation correspond au moteur asynchrone polyphasé et peut lui être substitué dans ses applications.

Quant au moteur à excitation séparée, il est couramment utilisé dans les dispositifs Ward-Léonard [5, 11] et dans la commande électronique des machines-outils.

MOTEUR SÉRIE

Le schéma de ce moteur est donné par la *figure 16*. Le courant inducteur est aussi le courant absorbé I.

Son rhéostat de champ Rh shunte l'enroulement inducteur (*fig. 2.27*) et l'on peut adopter comme grandeurs définissant la marche de ce moteur : U, I, Rh, N, C. Mais 4 grandeurs suffisent puisque le couple C ne dépend que de I et Rh.

Les caractéristiques usuelles du moteur correspondent à $U = C^{te}$ et $Rh = \infty$ (pas de rhéostat de champ).

14. **Caractéristique de vitesse $N(I)$. Le moteur série s'emballe à vide.** – A) *Mode d'obtention.* – On peut, comme dans le cas du moteur dérivation, obtenir la caractéristique $N(I)$:

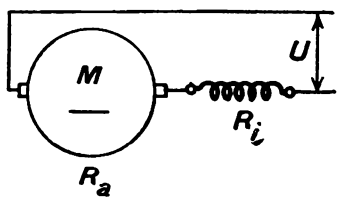


Fig. 4.16.

a) Soit par *relevé direct* ;

b) Soit par *construction graphique* à partir de sa caractéristique à vide $E_v(I)$ et de sa courbe de chute de tension totale en moteur : $(h_m - R_a I) + R_i I = h' + R_i I$ (p. 87) en fonction de I à la vitesse N.

Ces caractéristiques ayant été tracées (*fig. 17*) ainsi que la droite $R_i I$ de chute de tension dans l'enroulement inducteur, soit $OS = U$, la tension constante à laquelle on veut déterminer la caractéristique $N(I)$. Portons $OA = I_1$, le courant auquel nous voulons

faire correspondre la vitesse N_1. Pour l'obtenir, marquons en G le point de la caractéristique à vide correspondant à I_1. Marquons le point K tel que $GK = CB = h' + R_iI_1$.

Du point A pour centre, traçons un arc de cercle de rayon AG. Il rencontre en H la droite d'ordonnée $OS = U$. Joignons AH. Traçons l'arc de cercle de centre A, de rayon AK, qui rencontre en L la droite AH. Projetons L en M sur la droite AG. AM représente la vitesse N_1 cherchée si OS représente la vitesse N.

En effet, à excitation I égale, la F. É. M. E_v est proportionnelle à la vitesse :

$$\frac{N}{N_1} = \frac{\text{F. É. M. correspondant à } I_1 \text{ et à } N}{\text{F. É. M. correspondant à } I_1 \text{ et à } N_1} = \frac{AG}{AG - h' - R_iI_1} = \frac{AG}{AK} = \frac{AH}{AL} = \frac{AD}{AM}$$

d'où :

$$N_1 = N \times \frac{AM}{AD}.$$

Si nous posons $OS = U = AD = N$, nous avons $AM = N_1$. C'est dire que AM représente la vitesse N_1 si OS représente la vitesse N.

B) *Allure de la courbe.* – Elle est facile à prévoir.

a) Lorsque le *courant absorbé* (courant inducteur) est *faible*, le moteur

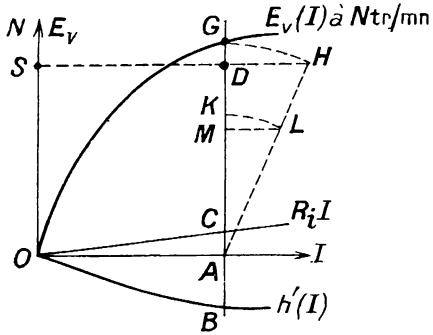


Fig. 4.17.

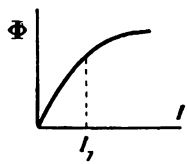


Fig. 4.18.

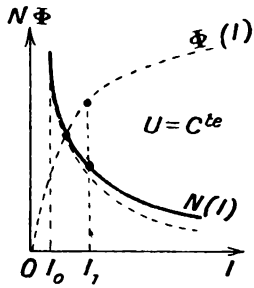


Fig. 4.19.

n'est pas saturé (*fig. 18*); dès lors on peut écrire $\Phi = K_1I$ et la formule de la vitesse devient :

$$N = K' \frac{U - (R_a + R_i)I}{K_1 I} \ (^1)$$

L'hypothèse étant U = constante et le terme $(R_a + R_i)I$ étant faible devant U (3 à 5 % U), on a sensiblement :

$$NI = \text{constante}$$

et la courbe $N(I)$ est sensiblement une hyperbole équilatère.

b) Lorsque le courant absorbé (courant inducteur) devient de plus en plus intense, le moteur se sature peu à peu (*fig. 19*) et le flux inducteur Φ

(^{1}) Nous supposons ici $h_m = 0$ et par suite $\Phi_v = \Phi_{ch}$.

devient *plus faible* que ne l'indique la loi de proportionnalité. Dès lors, à courant absorbé égal, la vitesse est *plus grande* que la vitesse donnée par l'hyperbole équilatère représentée en pointillé

On remarquera qu'à vide le courant absorbé I_0 étant très faible, la vitesse du moteur est très grande. Le moteur série s'emballe à vide.

Jamais un moteur série ne doit pouvoir être découplé de sa charge ; il y aurait risque de destruction par explosion.

15. **Caractéristique de couple** $C_u(I)$. — 1° *Mode d'obtention.* — *a) Relevé direct.* On peut, en utilisant un frein permettant la mesure des couples et l'action sur la charge du moteur. relever la caractéristique de couple.

b) Construction graphique. On peut aussi obtenir graphiquement la caractéristique du couple électromagnétique $C_e(I)$ à partir de la *caractéristique à vide* $E_v(I)$ à la vitesse N.

Pour un courant $I_1 = OA_1$, représentons le couple C_1 correspondant par A_1B_1 (nous déterminons par la suite l'échelle des couples). Quel est le couple C_2 pour un courant $OA_2 = I_2$? La formule du couple permet d'écrire :

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{\Phi_2 I_2}{\Phi_1 I_1} \quad \text{ou} \quad \frac{C_2}{A_1B_1} = \frac{A_2B_2}{A_1B_1} \times \frac{OA_2}{OA_1}.$$

Menons l'horizontale B_2D et joignons OD qui rencontre en M la droite A_2B_2. Le couple correspondant au courant I_2 est donné par A_2M.

En effet, on a :

$$C_2 = A_2B_2 \times \frac{OA_2}{OA_1} = A_2B_2 \times \frac{A_2M}{A_2B_2} = A_2M.$$

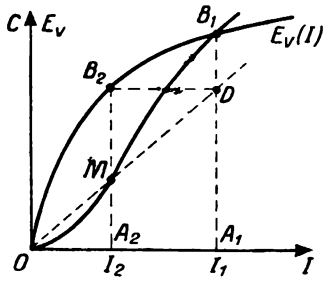


Fig. 4.20.

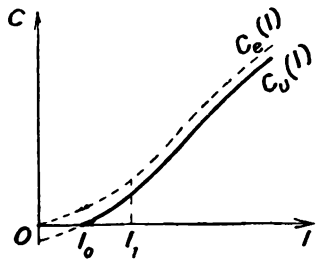


Fig. 4.21.

Il est facile de déterminer l'échelle des couples pour un courant quelconque quand on connaît la vitesse correspondante. On a en effet : $C_e = EI/\omega$ et A_1B_1 (exprimé en couple) $= EI_1 \times 30/\pi N$.

2° *Allure de la caractéristique de couple.* — *a)* Avant la saturation de l'inducteur, le flux est proportionnel au courant inducteur :

$$\Phi = K_1 I$$

et le couple électromagnétique C_e a pour expression :

$$C_e = K''\Phi I = K'' \times K_1 I \times I = K''K_1 I^2,$$

la courbe $C_e(I)$ est donc une branche de parabole passant par l'origine (*fig. 21*).

b) Quand le moteur se sature (*fig. 18*), le flux devient plus faible que ne l'indique la loi de proportionnalité et tend vers une valeur constante. La courbe $C_e(I)$ tend alors vers une droite passant par l'origine.

La courbe $C_u(I)$ est un peu au-dessous de la précédente. Son abscisse I_0 à l'origine représente le courant à vide (*fig. 21*).

16. **Caractéristique mécanique $C_u(N)$. Le moteur série est autorégulateur de puissance.** – Par élimination graphique de I entre les caractéristiques $N(I)$ et $C_u(I)$, on obtient la caractéristique $C_u(N)$. On observe que :

a) Tant que le moteur n'est pas saturé, on a :

$$NI = K_1 \quad \text{et} \quad C = K_2 I^2 \quad (K_1 \text{ et } K_2 \text{ étant des constantes})$$

et par suite :

$$N\sqrt{\frac{C}{K_2}} = K_1 \quad \text{ou} \quad N^2 C = \text{constante};$$

le couple varie en raison inverse du carré de la vitesse.

b) Quand le moteur se sature, on a :

$$NI > K_1 \quad \text{et} \quad C = K'_2 I \quad (K'_2 = \text{constante})$$

et par suite :

$$N\frac{C}{K'_2} > K_1 \quad \text{ou} \quad NC > \frac{K_1}{K'_2}.$$

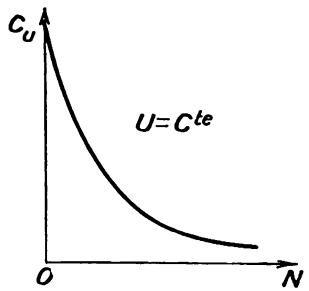


Fig. 4.22.

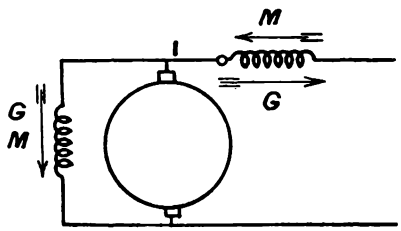


Fig. 4.23.

Le graphe $C(N)$ est donc un peu au-dessus de l'hyperbole équilatère $NC = K_1/K'_2$.

En définitive le graphe s'écarte peu de l'hyperbole équilatère $CN = C^{te}$. C'est dire que la puissance du moteur reste sensiblement constante. On dit qu'il est *autorégulateur de puissance*.

On remarque que le degré de stabilité dC/dN du moteur série est moindre que celui du moteur dérivation. Il décroît d'ailleurs avec la charge pour devenir très faible aux grandes vitesses.

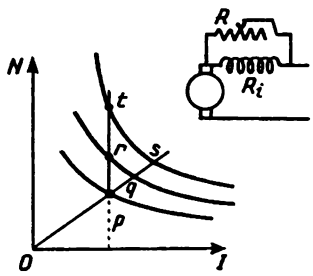


Fig. 4.24.

17. **Fonctionnement d'un moteur série à couple constant et à puissance constante.** — a) *A couple constant.* — On a $\Phi I = C^{te} = K_1$ et comme la tension $U \approx E = KN\Phi$ est constante, on a en divisant membre à membre :

$$\frac{N}{I} = \text{constante.}$$

Donc les points de fonctionnement sur un réseau de caractéristiques $N(I)$, avec pour paramètre la résistance en dérivation sur l'inducteur, sont respectivement en *p*, *q*, *s* (*fig. 24*).

b) *A puissance constante.* — On a $UI = C^{te}$ et, comme $U = C^{te}$, le courant I est constant et les points figuratifs sur les caractéristiques $N(I)$ sont respectivement en *p*, *r*, *t*.

18. **Comparaison des moteurs dérivation et série.** — 1° Le moteur série qui ralentit fortement avec la charge est une sorte de *moteur à changement de vitesse automatique*. La puissance croît moins vite que le couple. Pour un même *accroissement de couple, l'appel de courant* qu'il provoque est *moindre* que dans un moteur dérivation. C'est un avantage du moteur série. Il supporte bien les surcharges.

2° Le couple du moteur série ne *dépend pas de la tension d'alimentation*, ce qui n'est pas le cas du moteur dérivation dont l'excitation est liée à la tension. C'est un avantage en traction où, en bout de ligne, un moteur peut être alimenté à tension assez faible (forte chute en ligne). Le moteur série permet dans ces conditions de monter une côte, tandis que le moteur dérivation, absorbant un courant excessif, serait détruit.

3° L'emballement du moteur série à vide est un inconvénient sérieux qui en limite l'emploi.

4° Le couple du moteur série au décollage est généralement plus faible que celui du moteur dérivation [5, 6] : c'est parce que le second est assez saturé en vue de la réduction de la réaction magnétique tandis que le premier ne l'est pas, afin d'obtenir une plus grande variation de vitesse avec la charge.

5° La marche du moteur série est, par les *brusques variations de tension*, moins influencée que celle du moteur dérivation. En effet, l'inductance de l'enroulement inducteur de celui-ci ne lui permet pas de suivre instantanément la variation de la tension de sorte que sa F. C. É. M. E reste tout d'abord constante, ce qui provoque un à-coup de courant. Dans un moteur série, au contraire, un accroissement de tension entraîne aussitôt une augmentation du courant I, donc de la F. C. É. M. Le moteur série est beaucoup moins sensible aux variations brusques de la tension du réseau.

19. **Applications du moteur série.** – Il est surtout utilisé en traction où l'on apprécie sa robustesse (l'enroulement inducteur gros fil ne risque pas la rupture) et surtout son autorégulation de puissance qui lui permet, comme au bon cheval, de ralentir en côte, de la monter sans échauffement exagéré et de bien supporter les surcharges ([1]).

Il est utilisé dans toutes les applications analogues, par exemple la commande des engins de levage (avec des dispositifs de limitation de la vitesse) car la vitesse de montée doit être faible pour les masses importantes et plus grande pour les faibles masses. On l'emploie également dans la commande des appareils pour lesquels le couple résistant *croît rapidement avec la vitesse* (ventilateurs, pompes centrifuges, compresseurs, etc.) parce qu'une même variation de tension produit, avec le moteur série, une variation de puissance moindre qu'avec le moteur dérivation.

Il est également utilisé lorsque la puissance absorbée ne doit pas croître aussi vite que le couple résistant (pompes à piston, gonfleurs de garage) ([2]).

Signalons que les moteurs de très faible puissance ($P < 0{,}1$ kW) sont toujours série, car en excitation dérivation il faudrait utiliser pour l'enroulement inducteur un fil trop fin, donc trop fragile. D'ailleurs, pour de tels moteurs, le couple de pertes C_p est relativement grand et de plus l'emballement à vide est plus supportable à cause du faible diamètre du rotor.

Il est appliqué enfin à la transmission de couple système Kapp.

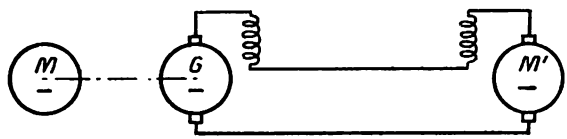


Fig. 4.25.

Une génératrice série entraînée par un moteur M alimente (*fig. 25*) un moteur série M'. Soient E, E', les F. É. M. des deux machines, I le courant de circulation N et N' les vitesses de M et M'. Les deux machines ayant la même tension entre bornes on a (circuits magnétiques non saturés) :

$$E - RI = KNI - RI = (KN - R)I = E' + RI = KN'I + RI = (KN' + R)I$$

et si on néglige R (résistance intérieure de chacune des deux machines), on a :

$$KN = KN' \qquad \text{d'où :} \qquad N = N'.$$

([1]) Le moteur série supporte les surcharges mieux que le moteur dérivation. En effet, en surcharge, ce sont à la fois les F. M. M. de l'inducteur et de l'induit qui sont accrues : il n'y a donc pas de distorsion sensible du flux (réaction d'induit), donc la commutation peut être satisfaisante. Par ailleurs, et pour la même raison, on risque moins les coups de feu au collecteur.

([2]) Il existe à bord des voitures automobiles dans le démarreur et tous les moteurs auxiliaires (essuie-glace, ventilateur de chauffage, etc.).

La vitesse du moteur M' est sensiblement indépendante de la charge et uniquement fonction de la vitesse de la génératrice (comme dans une transmission par courroie entre M et M').

MOTEUR A EXCITATION COMPOSÉE (COMPOUND)

Comme pour la génératrice, le moteur à excitation composée peut être monté à *flux additif* ou à *flux soustractif*.

Une génératrice à flux additif devient, quand elle est utilisée en moteur, à flux soustractif : c'est parce que, en passant d'un fonctionnement à l'autre, on inverse seulement la F. M. M. série ([1]).

Nous étudierons particulièrement le moteur additif car, pour des raisons que nous exposerons, il est le seul pratiquement utilisé.

20. **Caractéristiques du moteur à flux additif.** — Elles sont évidemment intermédiaires entre celles du moteur dérivation et celles du moteur série. Suivant l'importance relative de la F. M. M. série, ces caractéristiques se rapprocheront davantage de celles du moteur dérivation ou de celles du moteur série.

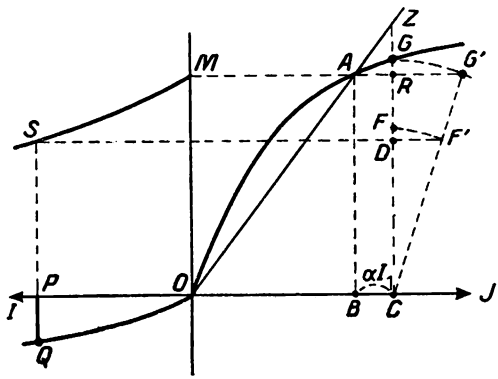


Fig. 4.26.

Nous les avons représentées (*fig. 26*). Pour comprendre leur allure, il faut rappeler que la F. M. M. série a une action plus sensible aux faibles charges, c'est-à-dire lorsque les circuits magnétiques ne sont pas saturés.

Il est facile d'obtenir la caractéristique de vitesse $N(I)$ à partir de la *caractéristique à vide* $E_v(J)$ à vide à vitesse N, *la courbe de réaction totale d'induit* $h' + R_i I$ et le *rapport d'équivalence* α [2, 17] des courants d'excitation série et dérivation.

Les caractéristiques $E_v(J)$ et $h'(I)$ ayant été tracées de part et d'autre de l'axe des ordonnées, ainsi que la droite d'inducteur OZ, on rappelle en M le point A de fonctionnement à vide. OM représente la tension d'alimentation, le courant d'excitation dérivation correspondant est OB. Ajoutons-lui l'équivalent $\alpha I_1 = BC$ des ampères série pour le courant $I_1 = OP$ et nous obtenons le point C dont la verticale rencontre en G la caractéristique à vide. De C comme centre, traçons un arc de cercle de rayon CG. Il rencontre en G' l'horizontale passant par M. Joignons CG'.

([1]) Si on veut conserver le sens de rotation, on croise les connexions de l'enroulement série. Si au contraire on veut changer le sens de rotation, on croise les connexions de l'enroulement dérivation.

Portons $RF = PQ = h' + R_i I_1$. Traçons l'arc de cercle du centre C de rayon CF qui rencontre en F' la droite CG'. L'horizontale passant par F' nous donne le point S sur la verticale de P. La vitesse correspondant à I est représentée par PS.

En effet, soit N_0 la vitesse à laquelle a été tracée la caractéristique à vide. On a donc :

F. É. M. correspondant à la vitesse $N_0 = CG$ (compte tenu des At série);

F. É. M. correspondant à la vitesse $N_1 = CR - RF = CF$; et par suite de la proportionnalité (à flux égal) de la F. É. M. à la vitesse :

$$\frac{N_1}{N_0} = \frac{CF}{CG} = \frac{CD}{CR} = \frac{PS}{OM}.$$

Si OM représente à la fois la tension U et la vitesse N_0, PS représente donc la vitesse N_1 correspondant au courant I_1.

21. **Applications du moteur composé additif.** – Le moteur à excitation composée et flux additif est utilisé à l'atelier et en traction électrique.

1° *A l'atelier.* – Ne s'emballant pas à vide, ayant un couple de démarrage plus fort que le moteur shunt, le moteur compound additif sert à l'entraînement de machines qui, par suite de leur inertie ou de leurs résistances passives, exigent un couple de démarrage élevé. Ce sera le cas de machines à mouvement alternatif (étaux-limeurs, raboteuses, etc.), des machines à couple très variables (cisailles, poinçonneuses, etc.) et des machines démarrant sous charge (treuils, calandres, cabestans, pompes à piston, etc.).

La nécessité du compoundage additif se fait particulièrement sentir lorsque le moteur se trouve au bout d'une longue ligne car, lorsqu'il démarre en absorbant un fort courant, la chute en ligne devient importante, la tension entre les bornes de la machine est diminuée et par conséquent le flux dû à l'inducteur shunt faiblit au moment ($C = K\Phi I$) où il devrait être le plus grand.

2° En *traction électrique* le moteur compound additif est de plus en plus en faveur. On reproche, en effet, au moteur série :

a) *L'autorégulation de la puissance* qui, sur parcours accidenté comportant de nombreuses et courtes rampes, ne permet pas, par suite du ralentissement en côte, de réaliser des vitesses moyennes assez élevées;

b) *L'impossibilité* de fonctionnement *à faible charge et à faible vitesse*, ce qui conduit à procéder par démarrages successifs suivis de rupture de l'alimentation [1];

c) *L'impossibilité* d'assurer la *récupération en freinage* sans faire appel à un équipement compliqué.

Le moteur dérivation ne présente pas ces défauts; mais son couple de démarrage insuffisant lorsque la tension baisse (à l'extrémité des lignes), sa vitesse trop peu variable le rendent lui-même impropre à la traction. On

[1] C'est la marche dite *en dérive* à laquelle le conducteur est obligé d'avoir recours dans les virages (faible charge, faible vitesse).

s'explique ainsi, sans entrer dans les détails, que le moteur additif se substitue de plus en plus au moteur série dans l'équipement des voitures et des locomotives électriques.

Dans les voitures électriques, alimentées par batteries d'accumulateurs, on utilise sous le nom de *moteur antishunt* un moteur additif à excitation série prédominante.

Désignons par R la somme $R_a + R_i$ des résistances de l'induit et de l'inducteur, A le nombre d'ampères dérivation, S le nombre de spires série, ω la vitesse angulaire. Avant la saturation du moteur, on a :

$$U - RI = \underbrace{K \times SI \times \omega}_{\text{F. É. M. due à l'excitation série}} - \underbrace{KA\omega}_{\text{F. É. M. due à l'excitation shunt}}$$

K désignant un coefficient tenant compte de la proportionnalité de la F. É. M. au flux et du flux à la F. M. M. (avant saturation).

De cette équation, on tire l'expression du courant absorbé :

$$I = \frac{U + KA\omega}{R + KS\omega}. \tag{1}$$

Et en remplaçant I par cette expression dans la formule du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{EI}{\omega} = \frac{(KSI\omega - KA\omega)I}{\omega}$$

on obtient :

$$C_e = \frac{K(U + KA\omega)(SU - RA)}{(R + KS\omega)^2}. \tag{2}$$

La formule (1) montre que, lorsque ω augmente indéfiniment, I tend vers $\frac{A}{S}$. La formule (2) montre que, à vitesse croissante, le couple diminue moins vite que si le moteur était simplement série ($A = 0$), le terme AR étant nécessairement petit par suite de la faiblesse de la résistance interne du moteur.

Or, dans le moteur série sous tension constante, *le courant* absorbé *croît toujours avec le couple* et le *couple diminue*, quand la vitesse croît, *un peu trop* pour que la puissance soit constante.

Il en résulte que, par l'addition d'enroulement dérivation, les propriétés du moteur série sont accentuées dans le sens favorable.

Le moteur antishunt est avantageux pour la traction électrique à accumulateurs car sa *puissance utile* et son *courant absorbé* demeurent *constants dans de grandes limites de vitesse*. Par ailleurs, un inverseur monté sur l'excitation dérivation permet de transformer le moteur antishunt en compound additif et de lui donner au démarrage et sur rampe un couple particulièrement élevé.

Les conclusions précédentes subsistent si le moteur est saturé.

22. **Moteur à flux soustractif.** — La F. M. M. série diminuant le flux, la vitesse peut être maintenue constante. On peut même faire croître la vitesse

quand la charge croît. Mais l'emploi de ce moteur comporte deux risques graves :

1° Instabilité et risque d'emballement si, par accroissement de vitesse, le couple moteur domine le couple résistant ;

2° En surcharge, prédominance de la F. M. M. série, avec inversion de polarité, à-coup de courant dangereux.

C'est pourquoi le moteur à flux soustractif n'est pas pratiquement utilisé. D'ailleurs un régulateur de vitesse peut être associé à un moteur dérivation.

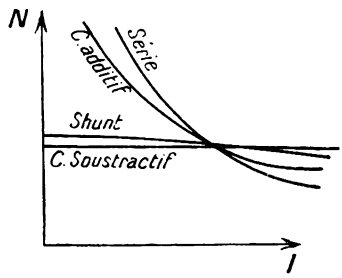


Fig. 4.27.

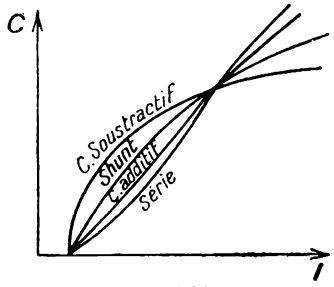


Fig. 4.28.

23. **Tableau d'ensemble des caractéristiques des moteurs à courant continu.** – Les *figures 27, 28, 29*, dans lesquelles nous avons reporté sur un même

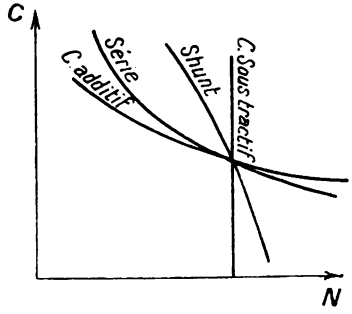


Fig. 4.29.

graphique les caractéristiques usuelles des différents types de moteurs (dont les conditions normales de fonctionnement sont les mêmes) font apparaître nettement les différences entre ces caractéristiques.

MOTEUR A ENTREFER AXIAL

24. **Constitution.** – C'est un moteur de création récente ([1]) dont le rotor est constitué (*fig. 30*) par un disque isolant sur lequel adhèrent, recto et verso,

([1]) Ce moteur s'apparente, quant à sa disposition géométrique, à la roue de Barlow.

des conducteurs lamellaires nus en cuivre de faible épaisseur. L'inducteur est constitué par un ou plusieurs anneaux en ferrite dur, aimanté multipolairement et perpendiculairement à leur plan.

Les lignes d'induction du champ inducteur sont parallèles à l'axe de rotation. L'entrefer est plan et perpendiculaire à cet axe. Le circuit magnétique se ferme par le boîtier en tôle d'acier formant culasse, ou par une culasse mobile en tôle spiralée ou en ferrite doux.

Le circuit électrique du rotor est un bobinage ondulé série multipolaire. Le disque qui porte ce bobinage est solidarisé avec l'arbre moteur. Les spires

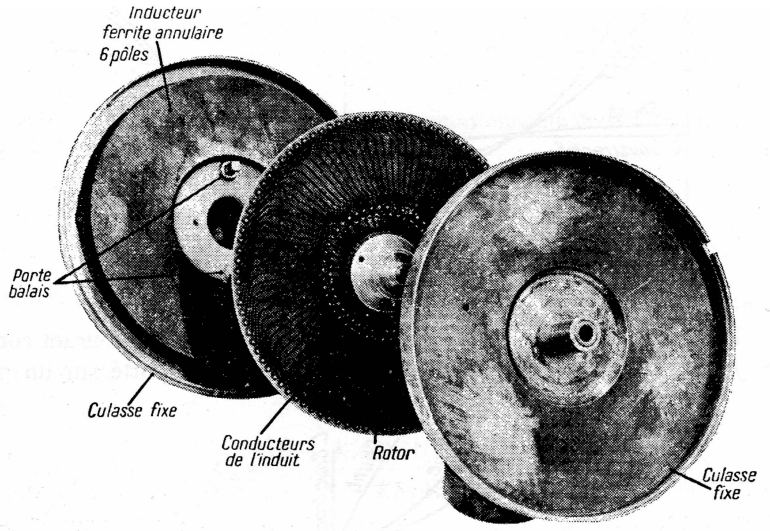


Fig. 4.30. – Moteur Axem à courant continu, 6 pôles, 2 balais, 106 brins actifs, 3 000 tr/mn.

sont ainsi placées dans l'entrefer. Plusieurs disques peuvent être solidarisés avec l'arbre moteur. Le circuit électrique peut être solidaire d'une culasse mobile.

Le collecteur est supprimé. Les balais frottent directement sur les conducteurs plats. La *figure 30* montre les différents organes du moteur.

25. **Avantages.** – Les avantages du moteur à entrefer axial par rapport au moteur classique sont les suivants :

1° *Grande puissance massique.* – Les conducteurs plats et nus ont une grande surface radiante. L'isolant qui les supporte est à base minérale. A échauffement égal on peut multiplier par 10 environ les densités de courant admises. Dès lors, à puissance égale, le poids du moteur à entrefer axial est de 30 % à 50 % plus faible que celui du moteur classique ([1]).

([1]) Un moteur de 11 kW à 3 000 tr/mn ne pèse que 15 kg.

2° *Faible inertie du rotor.* – A puissance égale, la masse du rotor étant beaucoup plus faible, il en est de même de son moment d'inertie (5 à 10 fois plus petit que dans le moteur classique).

3° *Adaptation aux basses tensions.* – Le nombre de brins actifs étant limité par les possibilités technologiques de gravure et par le prix de revient, la F. É. M. de ces machines, même en bobinage ondulé série, est relativement faible et leur courant intense ; mais par l'accroissement de la vitesse, le montage en série de deux disques rotor à l'intérieur d'un même stator, on atteint facilement les tensions de distribution.

4° *Faible chute de tension aux balais.* – L'absence de fer dans l'armature d'induit réduit fortement l'inductance de la section court-circuitée par un balai ; de plus le nombre de lames de collecteur est élevé. La commutation est donc fortement améliorée, ce qui permet l'utilisation de balais métallographitiques donnant le minimum de chute de tension au contact.

5° *Possibilité de fonctionnement à faible vitesse.* – En donnant une certaine conductibilité au disque qui supporte l'enroulement d'induit, ce disque devient le siège de courants de Foucault tels que le couple de freinage fluide qu'ils engendrent peut limiter, même à vide, la vitesse à quelques centaines de tours par minute.

26. **Formules fondamentales.** – Désignons par e la chute de tension aux balais, E' la F. C. E. M. du moteur. On a (notations habituelles) :

$$U = E' + R_a I + e. \tag{1}$$

Le couple moteur utile, en tenant compte de la puissance UI_0 absorbée à vide (pertes mécaniques et par courants de Foucault) a pour expression :

$$C = p\frac{n}{2\pi}\Phi(I - I_0) \qquad (I_0 = \text{courant à vide}); \tag{2}$$

car on a toujours $a = 1$ (enroulement ondulé série).

La puissance utile sera donc :

$$P_u = E'(I - I_0) = (U - R_a I - e)(I - I_0); \tag{3}$$

son maximum aura lieu pour $\mathrm{d}P_u/\mathrm{d}I = 0$, soit pour :

$$I = (U - e + R_a I_0)/2R_a$$

et aura pour expression :

$$P_{um} = (U - e - R_a I_0)^2/4R_a. \tag{4}$$

A ce maximum de puissance correspond une vitesse N_m donnée par la relation :

$$\frac{N_m}{N_v} = \frac{E_m}{E_v} = \frac{U - e - R_a(I - I_0)}{U - e - R_a I_0}$$

$$\left(\text{avec } I - I_0 = \frac{U - e + R_a I_0}{2R_a} - I_0\right)$$

soit :

$$\frac{N_m}{N_v} = \frac{1}{2}. \tag{5}$$

Le rendement est donné par :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{(U - R_a I - e)(I - I_0)}{UI}.$$

Il est maximal pour $d\eta/dI = 0$, c'est-à-dire pour :

$$I = \sqrt{\frac{I_0}{R_a}(U - e)}$$

et est alors égal à :

$$\eta_m = 1 - \frac{1}{U}\left[2\sqrt{R_a I_0 (U - e)} - R_a I_0 + e\right].$$

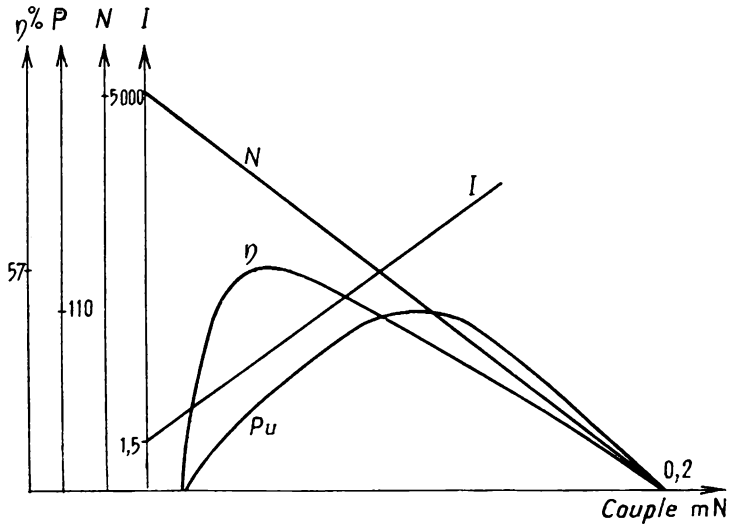


Fig. 4.31. – Caractéristiques d'un moteur Axem 100 W, 5 000 tr/mn sous 6 V.

La *figure 31* donne l'allure des caractéristiques du moteur à entrefer axial. L'excellent rendement est dû surtout à l'absence de pertes par hystérésis, par excitation, à l'absence presque complète de pertes par courants de Foucault et à la faible chute de tension aux balais.

27. **Applications.** – Notons tout d'abord que la machine à entrefer axial peut être *une machine synchrone ou asynchrone aussi bien qu'une dynamo ou un moteur à courant continu.*

Les premières applications se sont situées dans le domaine des servo-mécanismes et plus généralement des mécanismes variables où l'on apprécie :

a) La possibilité d'accélérations et de décélérations importantes en raison de la faible inertie du rotor ;

b) Le pouvoir de fonctionnement à faible vitesse et par suite l'avantage de diminuer le rapport de réduction de la chaîne cinématique placée entre le moteur et la machine entraînée. Parfois même on peut réaliser l'accouplement direct.

C'est dans le cadre des moteurs à courant continu de faible puissance et de basse tension que se sont développés tout d'abord les moteurs à entrefer axial. Mais l'emploi de grandes vitesses de rotation, l'utilisation plus poussée des matériaux actifs ont bientôt élargi ce cadre et permis d'étendre aux moyennes puissances.

Citons parmi les applications déjà réalisées la commande des climatiseurs, essuie-glaces, aérothermes, pompes d'accélération de l'eau dans les installations à chauffage central, mécanismes à l'intérieur des boîtes à gants dans les industries radio-actives, des machines-outils, des alternateurs de moyenne fréquence (550 Hz), des ventilateurs, etc., etc.

A RÉSOUDRE SUR LE CHAPITRE 4 :

Exercices 5.E.1 à 5.E.5 et problèmes 5.P.1 à 5.P.5, 5.P.8.

CHAPITRE 5

MOTEURS A COURANT CONTINU MARCHE INDUSTRIELLE

DÉMARRAGE

1. **Problème du démarrage. Nécessité de réduction de la tension au démarrage.** – Les deux facteurs du couple ($C = K\Phi I$) sont le *flux* et le *courant dans l'induit*. Le problème du démarrage se posera donc comme pour le moteur asynchrone et sa solution peut se résumer ainsi :

Donner au moteur le maximum de flux et réduire la tension U entre les bornes de l'induit assez fortement pour qu'au démarrage le courant dans l'induit soit supportable par la machine.

En effet, sans réduction de la tension entre les bornes de l'induit, le courant au décollage :

$$I_d = \frac{U}{R_a} \qquad \text{(vitesse nulle, donc F. C. É. M. nulle)}$$

peut prendre, en raison de la faiblesse de la résistance R_a de l'induit, une valeur *énorme* (dix à vingt fois le courant normal), d'où le risque d'échauffer dangereusement l'induit ou d'appliquer brusquement au rotor un couple moteur trop grand (véritable choc mécaniquement dangereux) ([1]).

Dans les cas particuliers [5, 11] où l'on dispose d'une source d'alimentation spécialement affectée au moteur, on réduit au démarrage puis l'on élève progressivement la *tension de la source*.

Mais plus généralement la *tension* de la source est *constante*. On est alors conduit à mettre, en série avec l'induit, au cours du démarrage une résistance

([1]) Les induits des moteurs à courant continu ne doivent *jamais* être protégés par des disjoncteurs commandés par des *relais temporisés* mais *toujours* par des disjoncteurs à *relais instantanés*. En effet, dans le premier cas, avant que le disjoncteur ait fonctionné, la machine aurait eu son induit détérioré par le très fort courant absorbé ou bien aurait eu le temps d'atteindre une vitesse dangereuse.

supplémentaire appelée *rhéostat de démarrage*. Au fur et à mesure que le moteur prend de la vitesse la F. C. É. M. E' croît et le courant :

$$I = \frac{U - E'}{R_a + R} \qquad (R = \text{résistance variable du rhéostat})$$

peut être maintenu constant par réduction progressive de R.

Nous précisons que, dans le présent chapitre nous exposons seulement les méthodes *électromagnétiques*, nous réservant de traiter plus loin (chap. 7) les méthodes récentes d'application de l'*Électronique* à la commande des moteurs.

2. **Résistance totale du rhéostat de démarrage.** — L'idéal serait évidemment de réduire progressivement, au cours du démarrage, la résistance R de façon à maintenir à la valeur I_d le courant absorbé par le moteur.

Cette solution étant compliquée, on préfère accepter, pendant le démarrage une diminution de I et le maintenir entre deux limites :

- un maximum $I_{max} = I_d$ [1] (condition d'échauffement);
- un minimum I_{min} (condition de couple);

On fractionne donc la résistance Rh en réalisant un *rhéostat à plots*.

Le principe de ce fractionnement que l'on détermine en supposant *négligeable la réaction magnétique* h_m et en écrivant $N = K'(U - RI)/\Phi$ tient dans les deux propositions suivantes :

a) *A flux constant*, l'expression de la vitesse $N = K(U - RI)/\Phi$ peut être rendue *linéaire* (en faisant $R = C^{te}$ ou $I = C^{te}$);

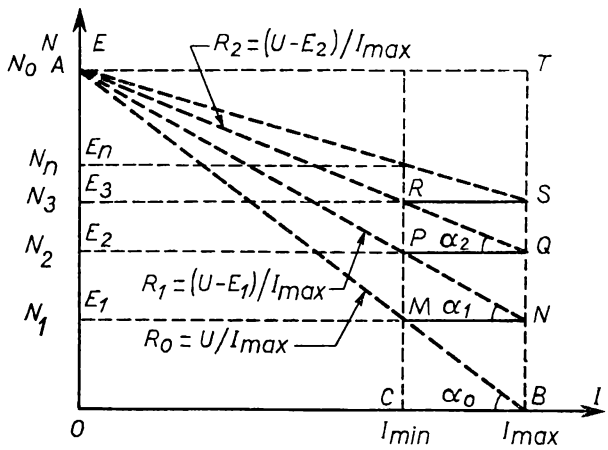


Fig. 5.1 [2].

[1] On prend généralement $I_{min} = I_n$ et $I_{max} = 1{,}5$ à $2{,}5\ I_n$ (I_n = courant normal du moteur).

[2] Marquer D sur l'axe des ordonnées au point de vitesse N_1 et F au point de vitesse N_2.

b) *A flux constant*, lors d'un brusque changement de plot, la vitesse et la F. C. É. M. sont les *mêmes* avant et après ce changement.

3. **Détermination graphique du rhéostat à plots d'un moteur dérivation.** – L'inducteur branché à la source est sous tension U constante, donc le *flux est constant*. Nous pouvons donc tracer, avec R *pour paramètre* des graphes $N(I)$ qui seront *des droites* partant toutes du même point A [1] ($I = 0$; $N = N_0$ = vitesse à vide).

Traçons d'abord celle qui a pour paramètre $R = R_0$ (*fig. 2*) et qui aboutit au point B tel que $OB = I_{max}$; puis menons des parallèles à l'axe des ordonnées par les points B et $C(OC = I_{min})$.

Le moteur décolle avec $N = 0$; $I = I_{max}$ et $R_0 = U/I_{max}$. Le point figuratif part de la droite AB de paramètre $R_0 = \text{tg}\,\alpha_0$. Sa vitesse croît et le courant absorbé décroît. Quand il arrive en M, le courant absorbé est I_{min}, la vitesse N_1, la F. C. É. M. E_1 (*fig. 1*).

Il faut alors changer de plot de façon à avoir $I = I_{max}$. Le point figuratif saute du point M au point N tel que $I = I_{max}$, la vitesse N_1, la F. C. É. M. E_1, le paramètre $R_1 = (U - E_1)/I_{max} = \text{tg}\,\alpha_1$.

De là, le point figuratif suit la droite NP et, au point $P(I = I_{min})$ il faut à nouveau changer de plot, passer en $Q(I = I_{max}; N = N_2)$;

$$R_2 = (U - E_2)/I_{max}), \text{ etc...}$$

Nous poursuivons le tracé jusqu'à la droite AS de paramètre $R_a = R_n = (U - E_n)/I_{max}$, n désignant le nombre de plots. Il apparaît que :

a) Les ordonnées des points M, P, R... donnent les vitesses correspondant aux changements de plots, à une échelle telle que OA = vitesse à vide.

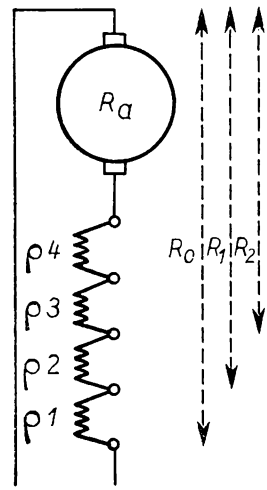


Fig. 5.2.

b) Les résistances R_0, R_1, R_2... proportionnelles aux grandeurs

$$U = AO = TB; \quad U - E_1 = TN; \quad U - E_2 = TQ...$$

peuvent être mesurées par les longueurs TB, TN, TQ... à une échelle telle que $TB = R_0 = U/I_{max}$.

Quant aux résistances ρ_1, ρ_2, ρ_1... entre plots, elles sont données par les différences $(R_0 - R_1)$, $(R_1 - R_2)$, $(R_2 - R_3)$, ... c'est-à-dire par les longueurs BN, NQ, QS...

REMARQUE I. – Il est possible que l'avant dernière droite paramétrique ne passe pas par les trois points tels que Q, R, A. Or il faut qu'elle passe par A,

[1] A vide le courant absorbé I_0 est faible et $U = E + R_a I_0 \approx E$.

donc il faut, pour cette droite, accepter que le courant descende un peu au-dessous de $I_{\min}$.

REMARQUE II. — Il y a une grande analogie entre la construction précédente et celle qui a permis [II, chap. 12] le calcul du rhéostat de démarrage du moteur asynchrone. Ce n'est pas surprenant : les deux moteurs ont les mêmes caractéristiques shunt et de plus démarrent à flux constant.

On peut arriver au même résultat *par le calcul* en appliquant la proposition suivante.

Entre leurs limites extrêmes $R_0 = R_a + Rh$ et $R_{n-1} = R_a$ (n = nombre de plots) *les résistances totales correspondant aux différents plots forment les termes d'une progression géométrique décroissante de raison* $I_{\min}/I_{\max}$.

Sur la *figure 1* nous avons :

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{OB}{OC} = \frac{AB}{AM} = \frac{AO}{AD} = \frac{TB}{TN} = \frac{R_0}{R_1}$$

et de même :

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{DN}{DM} = \frac{AN}{AP} = \frac{AD}{AF} = \frac{TN}{TQ} = \frac{R_1}{R_2} \text{ etc.}$$

La proposition est démontrée.

4. **Détermination graphique du rhéostat à plots d'un moteur série.** — Le courant dans l'induit étant, aussi bien, le courant inducteur, les droites paramétriques *à flux constant* sont des droites *à courant constant*. Le paramètre est *le courant* I et les droites représentent la variation $N(R)$.

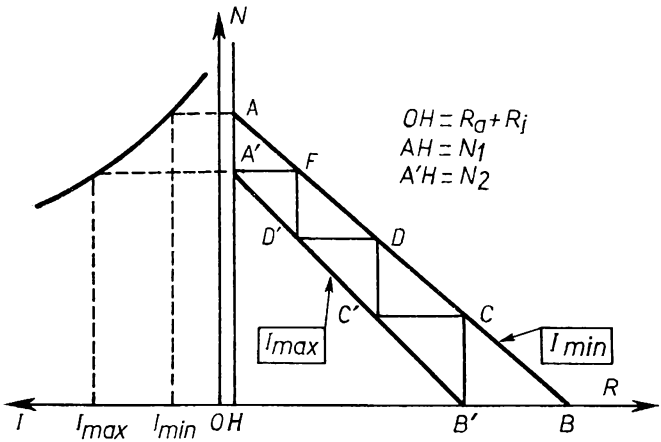


Fig. 5.3.

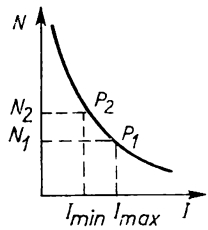


Fig. 5.3 *bis*.

On trace les deux droites AB, $A'B'$ (*fig. 3*) correspondant à $I_{\min}$ et à $I_{\max}$. Le point $B(I = I_{\min}; N = 0; R = U/I_{\min})$ correspond au décollage avec $I_{\min}$ et le point A à la marche avec $R = R_a + R_i$, $I = I_{\min}$ est donné par le point P_1

de la caractéristique de vitesse à tension constante $U(OH = R_a + R_i$ et $AH = N_1)$. Même méthode ensuite pour déterminer les points $B'(R = U/I_{max})$ et $A'(A'H = N_2$ sur la caractéristique de vitesse). D'où la droite $A'B'$ dont le paramètre est I_{max}.

On part, au décollage, du point $B'(N = 0\,;\ I = I_{max})$. La vitesse croît alors que R est constant. Le point figuratif suit la verticale $B'C'$. En C le courant s'est abaissé jusqu'à I_{min}.

On change de plot de façon à savoir $I = I_{max}$ sans changement de vitesse. Le point figuratif saute en C'. En poursuivant le raisonnement précédent, on voit que les résistances entre plots sont données par les largeurs des « marches d'escalier » que l'on peut compter entre B' et A'. Il est évidemment nécessaire de modifier légèrement I_{min} si la dernière résitance (abscisse de A') n'était pas égale à $R_a + R_i$ (si les points F et A' n'avaient pas la même ordonnée).

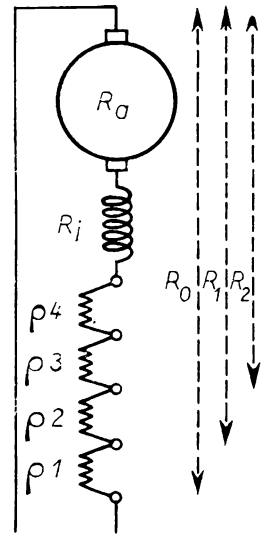


Fig. 5.4.

5. **Le démarreur et ses montages incorrects.** – Un rhéostat de démarrage est généralement du type *à plots*, le nombre de plots étant déterminé par la condition de maintenir, au cours du démarrage, le courant dans l'induit entre une limite supérieure (condition d'échauffement) et une limite inférieure (condition de couple).

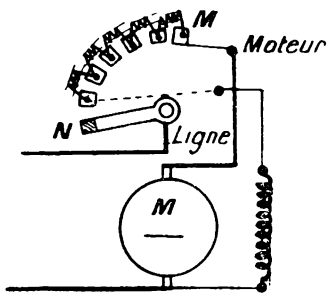


Fig. 5.5.

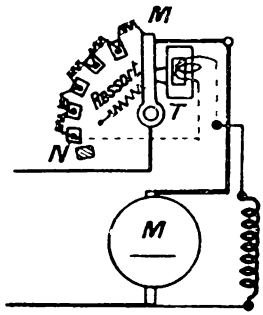


Fig. 5.6.

La *figure 6* donne le montage correct d'un démarreur dit « à minimum de tension », c'est-à-dire comportant un électroaimant excité par le courant inducteur et attirant la manette du rhéostat. Si la tension devient trop faible ou si le circuit inducteur est coupé, le curseur est rappelé par un ressort sur le plot mort et le moteur n'est plus relié au réseau.

Pour monter un démarreur, il faut se rappeler la règle fondamentale suivante : *connexion directe à la borne commune à l'inducteur et à l'induit.* Deux fautes peuvent être commises :

a) *La règle fondamentale n'est pas observée* (on n'a pas repéré les deux gros fils passant dans un tube) et le schéma de montage équivaut à celui de

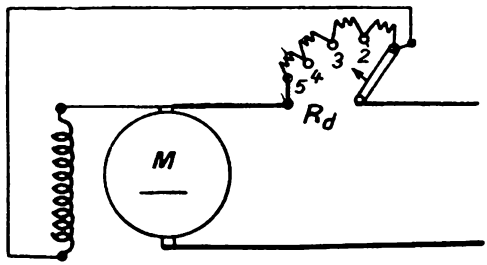


Fig. 5.7. – Montage incorrect.

la *figure 7*. Le démarrage commence normalement (R_d grand et fort courant dans la dérivation de l'inducteur), mais au fur et à mesure que R_d décroît, le moteur sous-excité (inducteur de plus en plus court-circuité) s'emballe et il est impossible d'atteindre sans danger le dernier plot.

b) *Les connexions gros fil « ligne » et moteur » ont été inversées.* – L'enroulement inducteur n'est pas connecté à la source, mais aux bornes d'induit. Nous en avons montré ci-dessus l'inconvénient. Cette erreur de montage n'a plus d'effet quand le démarrage est terminé.

6. **Comparaison des moteurs dérivation et série au point de vue couple de démarrage.** – Dans un moteur dérivation, si l'on fait $I_d = 2I_n$ (I_d = courant au décollage, I_n = courant normal), on a, étant donnée la forme de la courbe $C_u(I)$, l'inégalité $C_d \leqslant 2C_n$. Dans le moteur série dont la courbe $C_n(I)$ d'abord parabolique, tend vers la droite, on a, dans les mêmes conditions,

$$2C_n < C_d < 4C_n.$$

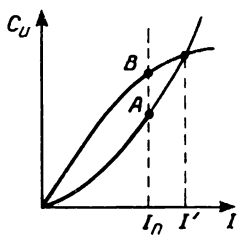


Fig. 5.8.

Il semble donc que le moteur série ait, au décollage, un couple supérieur au moteur dérivation. Mais si on compare deux moteurs, l'un série, l'autre dérivation *de même puissance et de même vitesse normale*, on observe que :

– le premier n'étant *pas saturé* en marche normale, afin que sa vitesse varie avec la charge ;

– le second *étant saturé* en marche normale (pour avoir une faible réaction magnétique d'induit et une plus grande puissance massique), les points de fonctionnement de ces deux moteurs à la pleine charge sont les points *A* et *B* de la *figure 8* et le moteur série ne reprend l'avantage qu'à partir d'une surcharge I' supportable durant un temps très *court*.

RÉGLAGE DE LA VITESSE

7. **La marche d'un moteur est fonction d'un équilibre dynamique.** – Nous avons montré [II, chap. 3] que la marche d'un moteur est définie par l'égalité

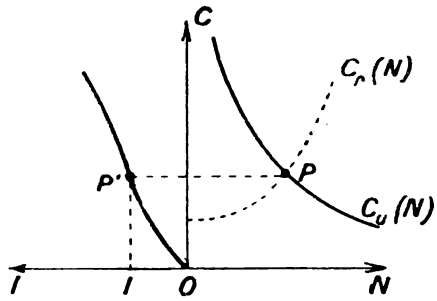


Fig. 5.9.

du couple moteur et du couple résistant (équilibre dynamique), autrement dit correspond au point de rencontre des courbes $C_u(N)$ et $C_r(N)$ (C_u désignant le couple moteur utile et C_r le couple résistant).

La *figure 9* montre que c'est à partir de cet équilibre dynamique que l'on passe aux conditions électriques de fonctionnement du moteur. En effet, en traçant de part et d'autre de l'axe des ordonnées les caractéristiques $C_u(I)$ et $C_u(N)$ du moteur ainsi que la courbe $C_r(N)$ de l'appareil entraîné, il suffit de rappeler en P' le point P d'équilibre dynamique pour obtenir, par l'abscisse du point P', le courant absorbé par le moteur.

8. **Principe du réglage de la vitesse.** – Si nous supposons immuable la caractéristique $C_r(N)$, le problème du réglage de la vitesse n'est donc qu'un *problème de déplacement de la caractéristique* $C_u(N)$. Nous opérerons ce déplacement en agissant sur les seules variables d'exploitation dont nous disposons : la *tension* U aux bornes du moteur et le *flux* Φ par pôle.

9. **Déplacement des caractéristiques par modification de la tension d'alimentation.** – Le problème est le suivant : *Connaissant la caractéristique mécanique* $C_u(N)$ *du moteur sous la tension* U, *déterminer la nouvelle caractéristique mécanique sous la tension* U'.

Deux cas doivent être distingués :

PREMIER CAS. – *La nouvelle tension* U' *est constante.* C'est le cas où le réglage de la tension s'effectue par action sur la génératrice qui alimente le moteur.

Dans ce cas, il suffit :

a) De tracer la caractéristique $N(I)$ à la tension U' [4, 8] ;

b) D'en déduire la caractéristique de couple $C_e(I)$ à la tension U'. Pour cela, on détermine pour deux valeurs correspondantes de N et de I, le couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{E'I}{\omega} = \frac{(U' - R_a I_a)30}{\pi N} \qquad \text{(peu différent de } C_u\text{)};$$

c) Enfin, par élimination graphique de I, d'obtenir la nouvelle caractéristique $C_u(N)$. Le point de rencontre de celle-ci avec la caractéristique $C_r(N)$ fournit le nouveau point de fonctionnement.

Deuxième cas. — *Les variations de la tension sont obtenues par contrôle rhéostatique*, c'est-à-dire par la chute de tension due à une résistance variable x en série avec le moteur.

Dans ce cas, la nouvelle tension $U' = U - xI$ est *fonction du courant absorbé*. On construit aussi facilement que précédemment les nouvelles caractéristiques $N(I)$, $C_u(I)$, $C_u(N)$ mais en *partant d'une valeur du courant I* (d'où la tension U' correspondante aux bornes du moteur). Comme l'effet du rhéostat est nul à vide, on conçoit que les caractéristiques du moteur *pivotent* autour du point de fonctionnement à vide.

10. **Déplacement des caractéristiques par modification du flux.** — Lorsque la tension U est constante, les expressions de la vitesse et du couple électromagnétique montrent qu'à *courant égal I* :

a) la vitesse varie en raison inverse du flux ;

b) le couple électromagnétique est proportionnel au flux.

On passe donc des caractéristiques $N(I)$ et $C_e(I)$ correspondant à un flux Φ_1 aux caractéristiques correspondants à un flux Φ_2 *en faisant le rapport de ces flux*, c'est-à-dire le rapport des valeurs que prend, dans les deux cas, la différence $E_v - h_m$ (proportionnelle au flux en charge), h_m désignant la réaction magnétique de l'induit.

11. **Modes de réglage de la tension d'alimentation** [1]. — 1° *Contrôle rhéostatique.* — Ce procédé permet seulement de *réduire* la vitesse à partir de la marche sans rhéostat. Il est très onéreux. Supposons par exemple que nous

[1] Rappelons que nous traiterons (chap. 7) le mode de réglage de la tension par l'emploi de diodes et de thyristors.

voulions réduire la vitesse de moitié. Il faut que la tension aux bornes du moteur soit diminuée de moitié :

$$XI = U_s/2 = U \qquad \text{soit} \qquad XI^2 = UI.$$

(X = résistance du rhéostat.)

La puissance perdue dans le rhéostat devient égale à celle qu'absorbe le moteur. Il y a gaspillage d'énergie ([1]). De plus une surcharge (accroissement de I) a pour effet de faire baisser la tension U, donc de déterminer un déplacement défavorable de la caractéristique $C_u(N)$: tendance plus forte au ralentissement et risque de calage du moteur.

Cependant, en raison de sa simplicité, le contrôle rhéostatique est très utilisé en traction électrique.

2° *Emploi d'un survolteur-dévolteur*, petite machine *SD* (*fig. 10*) interposée entre le réseau et le moteur et mise soit en série, soit en opposition avec le moteur, par le jeu d'un inverseur disposé sur son circuit d'excitation indépendante, sa F. É. M. étant réglable par rhéostat de champ : dispositif parfois utilisé en traction, ainsi que dans l'alimentation des laminoirs et machines d'extraction.

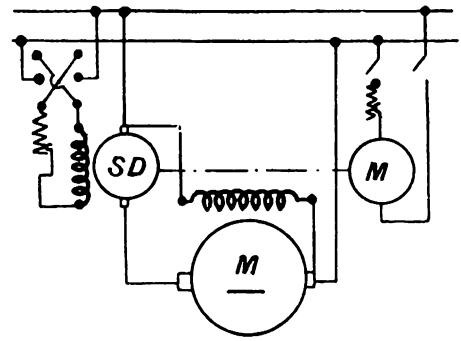


Fig. 5.10.

3° *Modification de couplage de plusieurs moteurs* (traction électrique). – Soient deux moteurs M_1, M_2 identiques entraînant un même appareil. Mis en série (*fig. 11*), chacun fonctionne sous la tension $U/2$ (U = tension du réseau); mis en parallèle (*fig. 12*), chacun fonctionne sous la tension U. La vitesse est donc sensiblement moitié moindre en série qu'en parallèle.

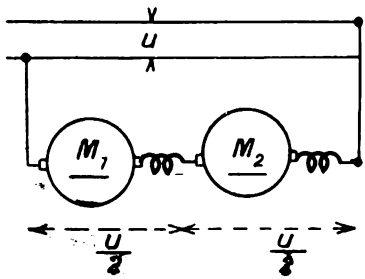


Fig. 5.11.

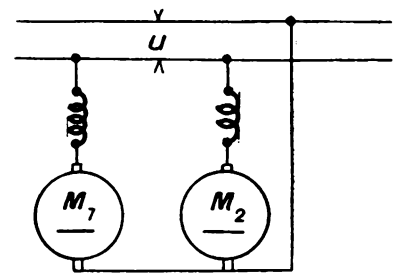


Fig. 5.12.

([1]) Problème d'actualité que l'on résout de plus en plus par l'Électronique appliquée aux machines (chap. 10).

4° *Modification de la tension de la génératrice. Système Ward-Léonard.* – Dans le cas de moteurs assez puissants devant commander des appareils à vitesse très variable, on affecte au moteur une génératrice spéciale. On constitue ainsi un système *Ward-Léonard.*

La *figure 13* représente en G la génératrice qui, entraînée par son moteur M_1 (le plus souvent asynchrone triphasé) et excitée par une source indépendante, alimente le moteur M à excitation séparée. Le rhéostat *Rh*, qui, en réalité, est équipé en inverseur, permet d'une part le réglage de l'excitation de la dynamo (et ainsi de la tension du moteur) dans de très larges limites, d'autre part l'inversion de l'excitation de la dynamo, donc de la polarité de celle-ci afin d'opérer le changement du sens de rotation du moteur M.

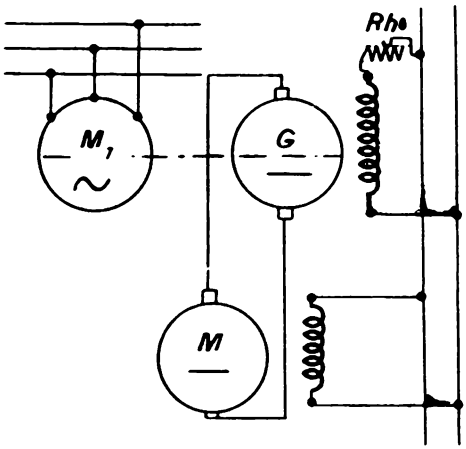


Fig. 5.13.

Le système Léonard utilisant trois machines au lieu d'une, est coûteux et de rendement médiocre (produit des rendements des trois machines). Cependant il est d'un emploi fréquent. C'est parce que :

a) Il est d'une *extrême souplesse*, permet des variations de vitesse dans le rapport de 1 à 10 avec faible chute de vitesse, pour un réglage donné, entre la marche à vide et la marche à pleine charge (réglage de vitesse précis);

b) Le *démarrage* du moteur est *très progressif* sans perte d'énergie dans un rhéostat et sans appel brusque d'énergie sur le réseau.

c) L'*appareillage* est *économique*, car tous les réglages se font sur des circuits d'excitation peu puissants et offrant toute sécurité.

d) Il permet le *freinage récupérateur*. En effet, quand on sous-excite G, sa F. É. M. devient inférieure à celle de M. Dès lors G devient moteur et M générateur. En même temps, le moteur asynchrone M_1 tournant à l'hypersynchronisme devient générateur.

e) Du fait de l'excitation séparée du moteur M et de la génératrice G, il permet l'utilisation de *machines M* et *G* à *haute tension*, tandis que le circuit inducteur est à basse tension (sans danger pour le personnel de manœuvre).

La tension continue nécessaire était due, dans les installations anciennes, à une dynamo excitatrice placée au bout de l'arbre commun aux machines M_1 et G.

Les systèmes Ward Léonard modernes comportent des perfectionnements touchant à la *réduction* de la *puissance de réglage* de l'excitation de G et à l'accroissement de la *rapidité de réponse* ([1]) de l'ensemble :

a) Certains substituent une *amplidyne* à l'excitatrice ordinaire [3, 6].

b) D'autres remplacent l'excitatrice par divers éléments redresseurs, les variations de courant inducteur étant obtenues par des amplificateurs magnétiques [t. I chap. 6].

c) Enfin dans les installations les plus récentes l'excitation de G est assurée par des *thyristors* [chap. 7] qui permettent eux-mêmes le réglage de cette excitation par l'action sur un circuit de très faible puissance et qui d'autre part sont doués d'une très grande rapidité de réponse ([2]).

Cette dernière dépend également des constantes de temps des enroulements de G. C'est pourquoi G est souvent constitué par une dynamo spéciale à réponse rapide ([3]).

12. **Mode de réglage par action sur le flux.** – Il s'opère par variation d'excitation, c'est-à-dire au moyen d'un *rhéostat de champ* branché :

– en série avec l'enroulement inducteur dans le moteur dérivation

– en parallèle avec l'enroulement dans le moteur série

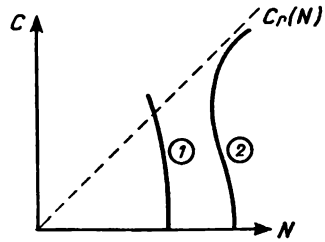


Fig. 5.14.

C'est un mode de réglage très *simple* et *économique* parce que la consommation de puissance RJ^2 dans le rhéostat est toujours faible et le rhéostat n'est jamais important car :

– dans le moteur dérivation, il n'est parcouru que par un faible courant;

– dans le moteur série, sa résistance est faible,

mais ses limites de réglage sont assez étroites (au maximum dans le rapport de 1 à 3). C'est parce qu'on est limité :

a) du côté des faibles vitesses par la saturation du circuit magnétique;

([1]) C'est l'inverse du temps de réponse qui est le temps nécessaire pour obtenir, en cas d'action brusque sur l'organe qui doit modifier l'excitation de G, la nouvelle valeur de la vitesse de M.

([2]) Question traitée plus loin (chap. 7).

([3]) Dans laquelle l'inducteur, à pôles lisses, a l'aspect du stator du moteur asynchrone.

b) du côté des grandes vitesses par l'absorption d'un courant excessif et parfois par le calage du moteur. En effet, le couple résistant, dans la plupart des applications, croît avec la vitesse et le flux ($C = K\Phi I$) est un facteur de couple.

La *figure 14* se rapporte à l'entraînement par un moteur-dérivation d'une génératrice débitant sur une résistance fixe. On voit que la caractéristique $C_u(N)$ en sous-excitation ne rencontre pas la caractéristique $C_r(N)$, ce qui détermine le calage du moteur.

On peut réaliser un moteur permettant un réglage de vitesse par le flux dans des *limites plus larges*, mais c'est un *moteur coûteux*. En effet, son circuit magnétique doit être dimensionné pour la plus faible vitesse (flux maximal). Il est donc mal utilisé aux grandes vitesses. Il vaut mieux donc, dans ce cas, faire appel à un réglage par la tension (par exemple : système Ward-Léonard).

13. **Comparaison des deux modes de réglage de la vitesse.** — Soit I_{max} le courant maximal que peut supporter le moteur alimenté sous la tension constante U. La puissance maximale absorbée est UI_{max}. Au rendement près, on a :

$$UI_{max} = C\omega \qquad (\omega = \text{vitesse angulaire de rotation}).$$

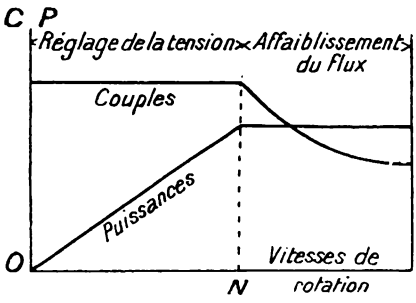


Fig. 5.15.

A *tension variable et flux constant*, le couple maximal ($C_{max} = K\Phi I_{max}$) est bien défini et indépendant de la vitesse. La puissance maximale $C_{max}\omega$ est donc proportionnelle à la vitesse.

A *tension constante et flux variable*, la puissance maximale UI_{max} demeure constante (indépendante de la vitesse). On perd donc sur le couple maximal ce que l'on gagne sur la vitesse ([1]).

C'est ce que montrent les graphes (*fig. 15*) qui donnent, aux différentes vitesses, les couples et les puissances que l'on peut, sans risque, demander à un moteur. Elles font apparaître l'avantage majeur du réglage de la vitesse par la tension : c'est un réglage à *couple maximal constant*, tandis que le réglage par le flux réduit nécessairement le couple.

Notons enfin que, dans la région de réduction du flux, la commutation oblige parfois à abaisser le courant absorbé au-dessous de I_{max}.

([1]) Dans cette marche, le moteur est bien approprié à un récepteur dont le couple résistant varie en raison inverse de la vitesse (il travaille toujours à la pleine charge avec le meilleur rendement).

FREINAGE ÉLECTRIQUE

Dans la traction et dans toutes les applications qui imposent au moteur un service analogue (commande de monte-charges, ascenseurs, laminoirs, etc.), on a besoin tantôt d'un couple moteur, tantôt d'un couple résistant pour retenir un fardeau en descente ou absorber une énergie cinétique, autrement dit pour réaliser un effet de freinage ([1]).

Les solutions permettant l'obtention d'un couple résistant sont multiples (freins pneumatiques, électromagnétiques, etc.). L'une des plus sûres et des plus commodes est le *freinage électrique*. Il consiste à faire fonctionner le moteur en générateur, son couple électromagnétique constituant le couple résistant de freinage. Nous distinguerons :

a) Le freinage *sans récupération* ou *rhéostatique*, mode dans lequel la machine génératrice débite dans des résistances auxiliaires, l'énergie de freinage étant ainsi perdue par effet Joule;

b) Le freinage *avec récupération*, mode dans lequel l'énergie électrique de la machine génératrice est renvoyée au réseau d'alimentation.

Nous étudierons ces deux modes de freinage avec les deux principaux types de moteurs : les machines dérivation et série.

14. **Freinage électrique avec une machine dérivation.** – a) *Sans récupération.* – Soit un moteur dérivation *M* (*fig. 16*). Pour freiner sa marche, nous faisons passer l'organe mobile de l'inverseur *K* de gauche (alimentation par le réseau) à droite (débit dans un rhéostat *Rh*).

L'inducteur étant connecté au réseau d'alimentation, la machine devient génératrice à excitation indépendante et la question de son amorçage ne se pose pas. Soit *R* la résistance de débit, alimentée sous une tension *U* avec un courant *I*. La puissance résistante est *UI* et le couple résistant C_r est égal à UI/ω. Nous avons donc :

C_r proportionnel à $\frac{U}{\omega} \times \frac{U}{R} = \frac{U^2}{R\omega}$ (N = vitesse de rotation).

C_r proportionnel à $\frac{N^2}{R\omega}$ (E ou U est proportionnel à N puisque le flux Φ est constant).

C_r proportionnel à $\frac{N^2}{R} \times \frac{30}{\pi N}$.

C_r proportionnel à $\frac{N}{R}$.

([1]) Le freinage électrique permet un gain de temps d'usinage dans les machines-outils à mouvements alternatifs (ex. : raboteuses).

On peut donc *maintenir constante la vitesse N* en maintenant constant le produit $C_r R$, c'est-à-dire en diminuant R toutes les fois que la vitesse tend à augmenter ou bien, dans le cas où le couple résistant nécessaire est constant (ascenseur en descente), augmenter ou diminuer la vitesse N en augmentant ou diminuant la résistance R.

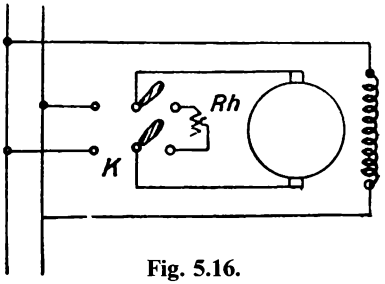


Fig. 5.16.

L'avantage du freinage électrique apparaît ici : c'est la *précision de son réglage*. Dès qu'un fardeau est en descente, sa vitesse est entièrement déterminée par la résistance du rhéostat d'absorption.

b) *Avec récupération.* — La machine dérivation (en réalité à excitation séparée) demeurant connectée au réseau et tournant dans le même sens, devient automatiquement génératrice dès que sa vitesse dépasse celle pour laquelle on a l'égalité $E = U$.

Il y a là une analogie frappante avec la marche d'une machine asynchrone en génératrice à l'hypersynchronisme. La vitesse de synchronisme est ici celle qui correspond à l'égalité $E = U$ (U = tension du réseau).

Le freinage récupérateur est donc, avec une machine dérivation, aisément réalisable. Mais, le moteur dérivation étant rarement utilisé dans les commandes où le freinage s'impose (traction, grues, ponts roulants, ascenseurs, etc.), le freinage récupérateur par machine dérivation est très peu employé.

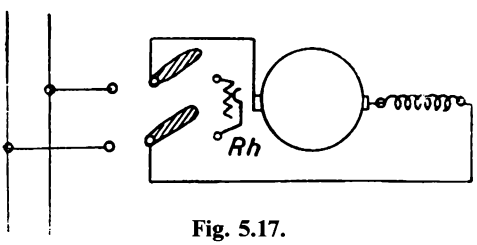


Fig. 5.17.

15. Freinage électrique avec une machine série. — a) *Sans récupération.* — Si on conserve le *même sens* de rotation et les mêmes connexions entre l'inducteur et l'induit, la machine *ne peut pas s'amorcer* en génératrice. Les *figures 18* et *19* montrent en effet que le flux rémanent détermine en générateur

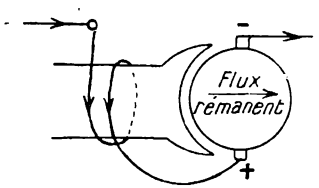


Fig. 5.18.

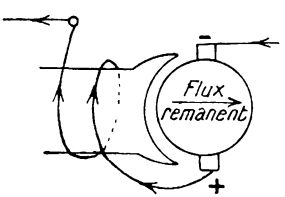


Fig. 5.19.

(avec le même sens de rotation) la même polarité qu'un moteur, mais le courant inducteur qui en résulte détruit le flux rémanent. L'amorçage est impossible.

Une machine série ne peut s'amorcer en génératrice que si son sens de rotation est opposé à celui qu'elle avait en moteur. Si on veut qu'avec le même sens de rotation elle s'amorce, il faut croiser ses connexions entre l'inducteur et l'induit.

Le plus souvent le freinage est demandé pour une rotation de sens opposé à la rotation en moteur (descente de la charge d'un ascenseur, grue, pont-roulant, etc.) et on n'a pas à modifier les connexions. Ce n'est qu'en traction que cette opération est nécessaire.

Le freinage rhéostatique du moteur série est d'un emploi très répandu. La *figure 20* donne, dans les différentes marches, les connexions successives d'une machine série entraînant un monte-charge;

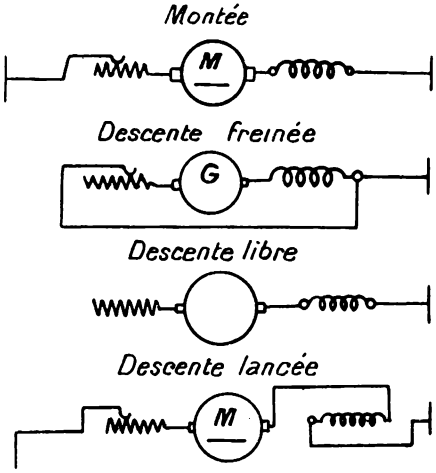


Fig. 5.20.

b) *Avec récupération.* – Ce

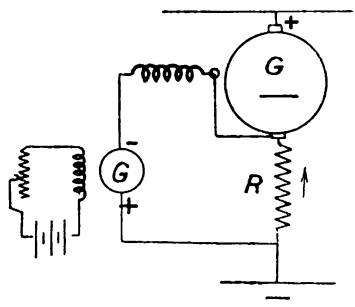


Fig. 5.21.

mode de freinage présente des difficultés. En effet le réseau a toujours des variations de tension U :

Si U décroît, $I = \dfrac{E - U}{R_a + R_i}$ croît, C_r croît, N décroît, E décroît et un nouvel équilibre s'établit au détriment de la vitesse moyenne. Si la tension U croît faiblement ou lentement, un raisonnement inverse nous montre que la vitesse augmente.

Mais si l'accroissement de tension est *brusque et assez important*, la vitesse ne croît pas assez vite pour que la F. É. M. E se maintienne supérieure à U. On peut avoir l'inégalité $U > E$. A ce moment le courant dans la machine change de sens. Nous avons déjà vu que sa polarité s'inverse et que sa F. É. M. s'ajoute à la tension du réseau. Il se produit un dangereux court-circuit.

L'intérêt considérable du freinage récupérateur ([1]) dans la traction par puissantes unités (les rhéostats d'absorption atteindraient un poids et un volume prohibitifs) a conduit à équiper le moteur série pour ce mode de freinage; mais il est alors excité par une source indépendante, petite génératrice auxiliaire entraînée par un petit moteur spécial.

La *figure 21* donne le montage en récupération d'un moteur série de locomotive. Son inducteur est alimenté par une source indépendante constituée par une excitatrice G. On règle le freinage par action sur le rhéostat de champ de l'excitatrice. Par ailleurs, lorsque le courant débité par la machine croît, la chute de tension croît dans R, ce qui a pour effet (la F. É. M. de l'excitatrice n'ayant pas varié) de réduire le courant inducteur et ainsi de réagir contre l'accroissement du courant débité.

Observation importante. – Pour l'arrêt, il faut toujours avoir recours à un mode de freinage autre que le freinage électrique, car celui-ci implique la rotation de la machine ([2]).

RENDEMENT

16. **Définition.** – Comme pour toutes les machines électriques tournantes, on distingue le rendement *vrai* et le rendement *approché*. Nous avons réuni dans le tableau ci-dessous leurs définitions dans le cas d'une machine génératrice ou motrice.

GÉNÉRATEUR	MOTEUR
$\eta_{\text{vrai}} = \dfrac{\text{puiss. élec. fournie}}{\text{puiss. méc. absorbée}} = \dfrac{UI}{P_a}$	$\eta_{\text{vrai}} = \dfrac{\text{puiss. méc. fournie}}{\text{puiss. élec. absorbée}} = \dfrac{P_u}{UI}$
$\eta_{\text{approché}} = \dfrac{UI}{UI + \text{pertes mesurables}}$	$\eta_{\text{approché}} = \dfrac{UI - \text{pertes mesurables}}{UI}$

U = D. D. P. entre bornes; I = courant extérieur.

17. **Mesure du rendement approché. Méthode de Swinburne ou des pertes séparées.** – La mesure du rendement approché est ramenée à la mesure des pertes mesurables ([3]) qui comportent, comme dans l'alternateur des pertes

([1]) Nous montrerons (chap. 7) comment un redresseur-onduleur à thyristors servant à l'alimentation d'un moteur à courant continu et excitation séparée permet le freinage récupérateur de ce moteur.

([2]) Rappelons que nous avons traité [II, chap. 13] le freinage électrique par les machines à courants alternatifs.

([3]) Les pertes non mesurables comportent les pertes par commutation (étincelles sous les balais), pertes supplémentaires (fer et cuivre) dues à la distorsion du flux et à la saturation des dents en charge. Elles sont faibles dans les machines modernes. Les règles U.T.E. indiquent, pour en tenir compte, d'ajouter 0,5 % ou 1 % aux pertes mesurées suivant que la machine est compensée ou non.

dans le fer P_{fer} (tôles de l'armature d'induit), *dans le cuivre ou l'aluminium* (conducteurs de l'induit et de l'inducteur) et des pertes *mécaniques* P_m.

La méthode consiste à faire fonctionner la machine *en moteur à vide à vitesse normale et flux normal.*

Pour que cette dernière condition soit remplie, il suffit d'alimenter l'induit de la machine sous la tension :

$U + R_a I_a$ si elle est destinée à fonctionner en génératrice;

$U - R_a I_a$ si elle est destinée à fonctionner en moteur,

et de régler le courant d'excitation pour obtenir la vitesse normale en charge. La vitesse et la F. É. M. ayant la valeur normale, le flux de même aura la valeur normale.

La puissance électrique fournie alors à la machine représente, à quelques faibles pertes-Joule près, la *somme* $P_m + P_{fer}$ puisque les premières ne dépendent que de la vitesse qui est normale, les deuxièmes du flux et de la vitesse qui ont tous deux leurs valeurs normales.

Il ne reste plus qu'à *calculer* les pertes-Joule dans le cuivre et les rhéostats.

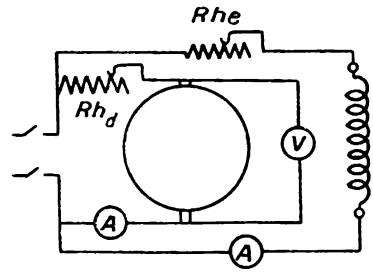


Fig. 5.22.

Les *figures 22* et *23* donnent les montages à exécuter, dans le cas d'une machine dérivation et d'une machine série. Une machine composée serait traitée comme une machine dérivation.

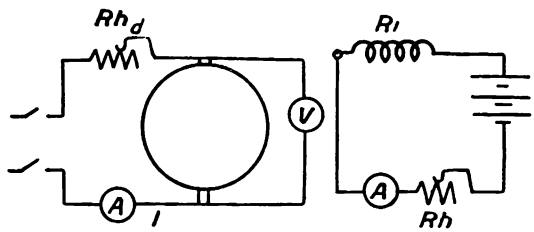


Fig. 5.23.

Le rhéostat Rh_d sert de rhéostat de démarrage et permet éventuellement le réglage de la tension d'alimentation. Le rhéostat d'excitation *Ri* sert à donner à la vitesse sa valeur normale ([1]). Les conditions de fonctionnement (tension, vitesse) sus-indiquées ayant été réalisées, on lit :

I_0 courant traversant l'induit à vide;

J courant d'excitation (sensiblement égal, dans le moteur série, au courant normal);

([1]) Quand la marche de la machine doit comporter des variations de la tension ou de la vitesse, il faut faire plusieurs essais à vide en donnant différentes valeurs à ces deux paramètres.

$U_0 = U \pm R_a I_a$, tension d'alimentation au cours de l'essai.
On a immédiatement :

$$P_m + P_{fer} = U_0 I_0 - R_a I_0^2.$$

Les *pertes-Joule* peuvent être calculées. Si on désigne par I le courant extérieur, J le courant d'excitation mesuré au cours de l'essai et différant peu du courant d'excitation normal, on a :

PERTES-JOULE DANS L'INDUIT		PERTES-JOULE DANS L'INDUCTEUR	
Machine dérivation	Machine série	Machine dérivation	Machine série
Générateur $R_a(I + J)^2$ Moteur $R_a(I - J)^2$	Générateur $R_i I^2$ Moteur $R_i I^2$	Générateur UJ Moteur UJ	Générateur $R_i I^2$ Moteur $R_i I^2$

Les expressions du rendement *approché* seront donc les suivantes :

MACHINE DÉRIVATION	MACHINE SÉRIE
Génératrice : $\eta = \dfrac{UI}{UI + (U_0 I_0 - R_a I_0^2) + R_a(I + J)^2 + UJ}$	Génératrice : $\eta = \dfrac{UI}{UI + [(U_0 I_0^2 - R_a I_0^2) + (R_a + R_i)I^2]}$
Moteur $\eta = \dfrac{UI - [(U_0 I_0 - R_a I_0^2) + R_a(I - J)^2 + UJ]}{UI}$	Moteur $\eta = \dfrac{UI - [(U_0 I_0 - R_a I_0^2) + (R_a + R_i)I^2]}{UI}$

Si l'on veut obtenir le rendement à différentes charges et à la vitesse normale on mesure les courants I_0 absorbés à vide à la vitesse normale et pour *différentes tensions*, U. On trace les graphes (*fig. 24*), $I_0(U)$ et $UI_0(U)$. On en déduit les pertes constantes pour une F. É. M. quelconque $U - R_a I$ ou $U + R_a I$.

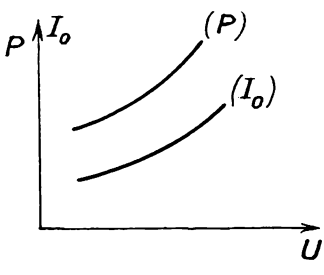


Fig. 5.24.

18. **Rendement vrai. Méthode directe. Dynamo-frein.** — La mesure du rendement vrai peut être effectuée, soit par une méthode *directe*, soit par une méthode de *récupération*.

Nous avons signalé [II, chap. 8] les difficultés d'application et les erreurs importantes qui sont inhérentes aux méthodes directes. Mais ces difficultés et ces erreurs sont réduites lorsqu'on dispose d'une *dynamo-dynamomètre* ou *dynamo-frein* de puissance convenable.

Principe de la dynamo-frein. – Nous avons montré ([1]) que le couple électromagnétique résistant auquel est soumis le rotor d'une génératrice peut être considéré comme dû à des fils élastiques (représentés par les lignes de force) tendus entre le rotor et le stator. Dès lors celui-ci tend à être entraîné dans le sens de la rotation.

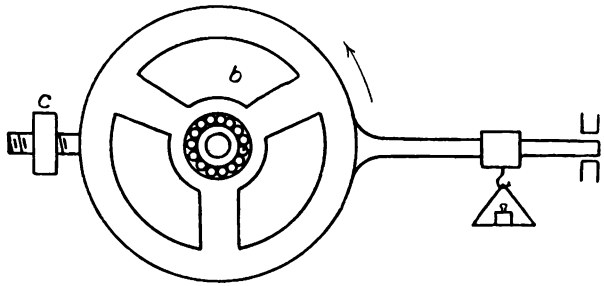


Fig. 5.25.

Munissons les paliers (*fig. 25*) d'une bague à roulement à billes *b* sur laquelle les flasques de l'inducteur viennent prendre appui et adaptons à l'inducteur un levier portant un poids mobile. Nous pouvons mesurer le couple d'entraînement de l'inducteur tout comme on mesure, avec le *frein de Prony*, le couple d'entraînement de ses mâchoires.

La théorie de la dynamo-frein est la démonstration de l'égalité suivante :

Couple moteur sur l'arbre = Couple résistant dû au levier et à son poids.

Or on a l'égalité :

C_{mu} = Couple moteur sur l'arbre $= \frac{1}{\omega} \times$ puissance mécanique reçue par la machine. Avec nos notations habituelles :

$$C_{mu} = \frac{1}{\omega}(UI + P_{ja} + P_H + P_F + P_{\text{frott.}} + P_{\text{ventilation}})$$

soit :

$$C_{mu} = \frac{UI + P_{ja}}{\omega} + \frac{P_H}{\omega} + \frac{P_F}{\omega} + \frac{P_{\text{frott.}}}{\omega} + \frac{P_{\text{ventilation}}}{\omega}.$$

Nous n'avons pas fait intervenir la puissance nécessaire à l'excitation parce que la dynamo-frein a *toujours une excitation indépendante* et la puissance d'excitation est à la fois fournie et perdue. Elle n'entre pas dans le bilan.

a) Couple $\frac{UI + P_{ja}}{\omega} = \frac{EI_a}{\omega} = C_e\omega$. C'est le couple électromagnétique. La réciprocité des actions électromagnétiques entre l'inducteur et l'induit explique l'entraînement de l'inducteur par le couple électromagnétique.

([1]) Voir 1, 25 note.

b) Couple $\frac{P_F}{\omega}$. Les courants de Foucault sont des courants induits, comme les courants dans les brins actifs. Donc ils donnent lieu également à un couple d'entraînement de l'inducteur.

c) $\frac{P_H}{\omega}$. Par hystérésis, une couronne de tôles tend à être entraînée par des pôles tournant autour d'elle ([1]). Réciproquement, si les tôles (ici, celles de l'armature d'induit) sont mises en rotation, elles tendent à entraîner les pôles. L'hystérésis provoque donc un couple d'entraînement de l'inducteur.

d) $\frac{P_{\text{frott.}}}{\omega}$. Étant donnée la disposition mécanique adoptée, le frottement des tourillons sur les paliers tend à entraîner l'inducteur. Il y a donc de ce fait couple d'entraînement de l'inducteur.

e) $\frac{P_{\text{ventilation}}}{\omega}$. Le couple de ventilation qui s'exerce sur le rotor ne réagit pas sur l'inducteur.

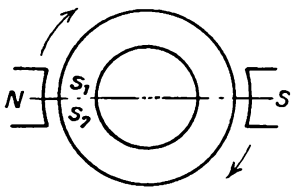


Fig. 5.26.

En définitive, au *couple de ventilation près*, le couple moteur sur l'arbre est égal au couple résistant dû au levier et à son poids.

Les pertes par ventilation peuvent, par des essais que nous ne décrirons pas ici, être déterminées, une fois pour toutes, à différentes vitesses; mais, pour les vitesses moyennes, elles sont négligeables et, pour les grandes vitesses, des dispositions spéciales de l'induit font qu'elles ne dépassent guère 0,2 %.

C'est pourquoi, comme dans le frein de Prony, on peut admettre que le couple mesuré est égal au couple de freinage exercé sur l'arbre ([2]).

Emploi de la dynamo-frein en génératrice. – Elle sert, dans ce cas, à la mesure du rendement d'un moteur. On fait varier le couple de freinage qu'elle exerce, en agissant sur la puissance électrique qu'elle fournit (action sur l'excitation et sur le récepteur de débit). Cela équivaut à serrer plus ou moins les mâchoires du frein de Prony.

([1]) Soient s_1 et s_2 (*fig. 26*) les deux zones sud de l'armature symétriques par rapport à l'axe des pôles *N*, *S* fixes, tandis que l'armature tourne dans le sens indiqué. En s_1 l'induction est en cours de décroissance, en s_2 elle est en cours de croissance. Par hystérésis l'induction est plus grande en s_1 qu'en s_2. Les forces attractives entre *N* et s_1 sont donc plus grandes qu'entre *N* et s_2. D'où un couple exercé sur l'armature, du fait de l'hystérésis dans un sens opposé à la rotation de l'armature.

([2]) Évidemment, la dynamo-frein doit être manchonnée avec le moteur en essai afin d'éliminer toute perte par le dispositif de transmission, perte qu'il serait difficile d'évaluer avec précision.

Quand cette puissance mécanique absorbée a ainsi atteint la valeur désirée, on équilibre l'inducteur en déplaçant le poids sur le levier ([1]).

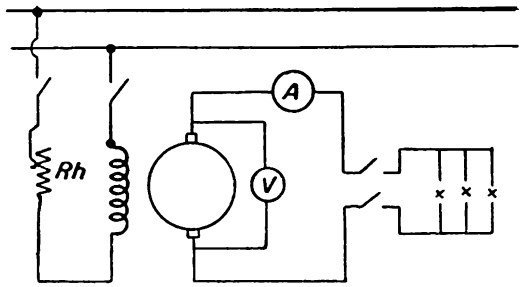


Fig. 5.27.

Désignons par :

P le poids en newtons déplacé sur le levier;
l la distance en mètres de ce poids à l'axe de la machine;
N la vitesse de rotation en tours par minute.

On a :

Puissance mécanique sur l'arbre (en watts) :

$$P \,.\, l \,.\, \omega = Pl \,.\, \frac{\pi N}{30}.$$

Le rendement vrai du moteur d'entraînement s'en déduit immédiatement ([2]).

Emploi de la dynamo-frein en moteur. – Un avantage important de la dynamo-frein est de pouvoir être utilisée en moteur et de servir alors à la détermination du rendement d'une génératrice. Nous démontrerions, en effet, comme précédemment, que le couple d'entraînement de l'inducteur est, aux pertes par ventilation près, égal au couple moteur sur l'arbre.

En dehors des applications que nous venons de signaler, la dynamo-frein est utilisée :

a) Dans la mesure de la puissance des moteurs à explosion, en particulier des moteurs d'automobiles (fonctionnement en génératrice);

b) Dans la mesure des puissances absorbées par différents appareils : pompes, ventilateurs, machines-outils (fonctionnement en moteur);

([1]) Avant de faire tourner la dynamo-frein, on a équilibré l'inducteur muni de son levier à l'aide du contrepoids C (*fig. 25*).

([2]) Les appareils de mesure (voltmètre et ampèremètre) disposés sur la dynamo-frein ne sont pas nécessaires.

c) Dans la mesure de la puissance absorbée par une transmission : on l'interpose entre deux dynamos-freins fonctionnant l'une en moteur, l'autre en génératrice. La différence des puissances mesurées représente évidemment la puissance absorbée par la transmission.

19. **Rendement vrai. Méthode de récupération.** — Toute méthode de récupération suppose que l'on possède deux machines de même fabrication, de caractéristiques identiques, de telle sorte que leurs rendements peuvent être supposés égaux ([1]).

Elle consiste à manchonner ces deux machines et à les relier électriquement de façon telle que, l'une fonctionnant en moteur, l'autre marche en génératrice et alimente la première. L'ensemble des deux machines n'aura donc à demander à une source auxiliaire qu'une puissance réduite, égale à la somme des pertes.

Il existe plusieurs méthodes d'essai en récupération, différant entre elles par la source auxiliaire d'énergie; nous décrirons ici l'une des plus employées, la méthode *Rayleigh* et *Kapp*, dans laquelle cette source est en dérivation aux bornes de l'ensemble des deux machines.

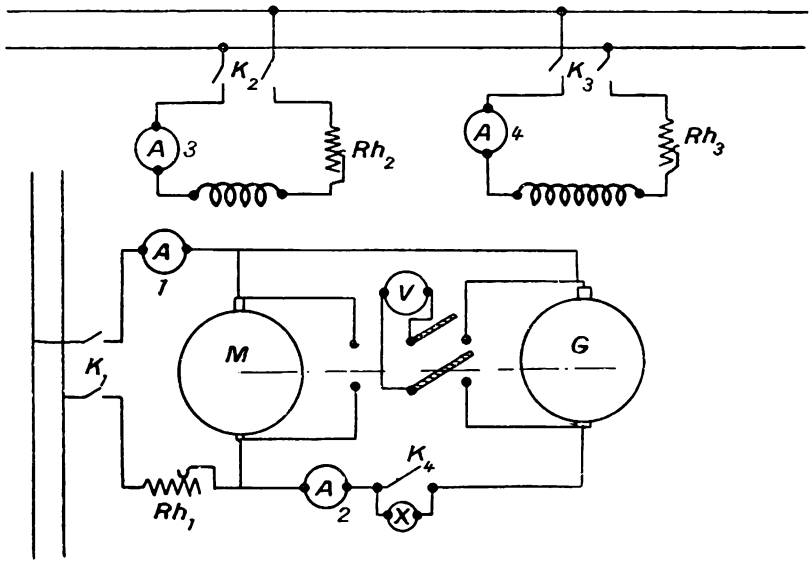


Fig. 5.28.

Le montage à exécuter est donné par la *figure 28*. Rh_1 désigne un rhéostat de démarrage qui sert ensuite à donner à l'ensemble des machines la tension normale; Rh_2 sur l'excitation du moteur, règle la vitesse du groupe; Rh_3 agit

([1]) Ce cas est très fréquent puisque les machines sont fabriquées en série.

sur l'excitation de la génératrice, donc sur sa F. É. M., donc sur le courant de circulation entre les deux machines. La liaison mécanique et électrique ayant été établie, la vitesse étant normale, le courant moyen traversant les induits des deux dynamos étant le courant normal, on lit :

U = tension commune aux bornes des deux machines (voltmètre V);
I_g = courant de circulation entre les deux dynamos (ampèremètre A_2);
I_s = courant fourni par la source auxiliaire (ampèremètre A_1).

Désignons par :

$I_m = I_g + I_s$ le courant absorbé par le moteur;
$\eta_m = \eta_g$ les rendements industriels de la génératrice et du moteur.
Le moteur absorbe une puissance électrique UI_m ;
Il transmet à la génératrice une puissance $\eta_m UI_m$;
La génératrice fournit une puissance électrique : $\eta_m \eta\ UI_m$.
On a donc :

$$UI_g = \eta_m \eta_g UI_m$$

si on suppose $\eta_m = \eta_g = \eta$:

$$UI_g = \eta^2 UI_m \qquad \text{d'où} \qquad \eta = \sqrt{\frac{I_g}{I_m}} = \sqrt{\frac{I_g}{I_g + I_s}}.$$

REMARQUE. – La F. É. M. du moteur est $U - R_a I_m$, celle de la génératrice $U_g + R_a I_g$; elles diffèrent l'une de l'autre, et d'autant plus que R_a est plus élevé. Les pertes dans le fer sont donc plus petites dans le moteur. Cependant les pertes-Joule dans l'induit sont plus faibles dans la génératrice ($I_g < I_m$). Il y a donc compensation partielle de ces deux causes d'erreur. Pratiquement, les pertes globales sont toujours plus fortes dans le moteur que dans la génératrice.

Comme, dans les petites machines, R_a est relativement grand; comme d'autre part la faiblesse de leur rendement détermine un important courant I_s et une différence plus sensible entre I_m et I_g, on ne saurait obtenir avec la formule ci-dessus une approximation satisfaisante que dans le cas d'unités assez importantes.

20. **Comparaison des différentes méthodes.** – Les méthodes *directes* offrent l'avantage de mettre en charge la machine (échauffement) et de tenir compte des pertes non mesurables, mais :

a) Elles exigent, quand il s'agit de grosses machines, un matériel encombrant et coûteux;

b) Si l'énergie nécessaire n'est pas récupérée, elle est coûteuse;

c) Il faut quatre lectures indépendantes (U, I, C, N) pour la mesure du rendement. Les erreurs possibles s'ajoutant, l'erreur totale, lorsque η est voisin de 1, est souvent inadmissible.

Les méthodes de *récupération* évitent d'importantes dépenses d'énergie, mais supposent toujours une hypothèse simplificatrice et ne sont pas plus précises.

La méthode *Swinburne* présente des inconvénients :

a) Les pertes dans le fer dépendent du flux *total* dans l'induit et de la vitesse, tandis que la F. É. M. dépend du flux *utile*. On commet une erreur d'autant plus grande qu'en charge le flux transversal est plus grand.

b) Elle conduit toujours à une valeur du rendement supérieure à la réalité. On en tient compte parfois par une correction brutale et arbitraire qui peut atteindre 1 à 2 %.

Elle est cependant la plus employée parce que :

a) Elle est facilement applicable; souvent elle est la seule possible;

b) Elle permet d'obtenir le rendement pour un régime quelconque;

c) Elle donne non seulement les pertes globales, mais la valeur des différentes pertes, ce qui n'est pas sans intérêt;

d) Son application ne demande qu'une faible consommation d'énergie;

e) La grandeur la plus importante (*UI*) dans l'expression du rendement approché est supposée (et non mesurée). Elle ne comporte donc pas d'erreurs. Les pertes ne constituent qu'un terme faible par rapport à cette grandeur. Dès lors les erreurs commises dans la mesure des pertes se répercutent faiblement sur le rendement approché.

On s'explique pourquoi la tendance, au point de vue commercial, est de n'envisager que le rendement approché.

21. **Courbe de rendement.** – C'est le graphe du rendement en fonction de la puissance utile dans les conditions de marche de la machine (généralement à tension constante). Nous en avons montré l'allure dans les généralités [II, chap. 2].

A RÉSOUDRE SUR LE CHAPITRE 5 :

Exercices 5.E.9 à 5.E.20 et problèmes 5.P.9 à 5.P.19 dans « Problèmes d'électrotechnique à l'usage des ingérieurs : machines électriques » par A. FOUILLÉ.

CHAPITRE 6

MOTEURS A COLLECTEUR

But et classification. – Quand on a besoin d'un moteur à vitesse *réglable* alors qu'on ne dispose que d'une alimentation *alternative*, ni le moteur synchrone ni le moteur asynchrone ne sont utilisables. La solution *électromagnétique* du problème est l'emploi de moteurs à collecteur dont le tableau ci-dessous donne la classification :

MOTEURS MONOPHASÉS			MOTEURS TRIPHASÉS	
A caractéristique série		A caractéristique dérivation	A caractéristique dérivation	A caractéristique série
Monophasés (universels)	Répulsion	Répulsion-induction	Schrage	(Inusités)

Les moteurs monophasés, surtout en faible puissance, sont fort utilisés. Mais les moteurs *triphasés* ont été supplantés par les *convertisseurs à semi-conducteurs* qui permettent l'emploi de moteurs ordinaires à courant continu. Cependant il en existe encore et c'est pourquoi nous exposerons ici leur fonctionnement.

MOTEUR SÉRIE MONOPHASÉ

1. **Mauvais fonctionnement sur réseau alternatif du moteur série à courant continu.** – Le moteur série à courant continu peut fonctionner sous tension alternative : c'est parce que le flux est commandé par le courant

même qui passe dans l'induit et, le sens *relatif* du flux inducteur et du courant dans l'induit étant toujours le même, le couple moteur conserve le même sens, quel que soit le sens du courant.

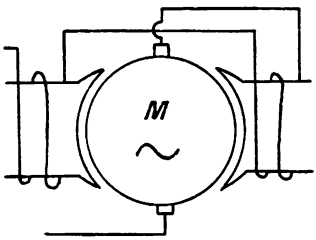


Fig. 6.1.

Mais l'expérience montre que ce moteur tourne alors avec un *faible couple*, un *faible facteur de puissance*, une *mauvaise commutation*, un *faible rendement* et en absorbant, à tension égale, un *courant beaucoup plus faible* que sur réseau continu. D'ailleurs, au bout de quelques instants, on observe que la carcasse s'échauffe exagérément.

Le moteur série n'est donc utilisable sur réseau alternatif qu'à la condition de découvrir les causes de son mauvais fonctionnement et d'y porter remède.

2. **Graphe. Forces électromotrices statiques. F. É. M. dynamique**. — La machine en marche est le siège :

1° De deux *F. É. M. statiques*. En effet les enroulements inducteur et induit constituent deux inductances en série et sans induction mutuelle parce que les balais sont calés sur la ligne neutre théorique ([1]) et parce que les axes des deux bobines sont rectangulaires. Ces F. É. M. statiques E_s et E_r (stator et rotor) sont dues à la variation des flux Φ_s et Φ_r engendrés et embrassés par les deux enroulements. Ce sont donc des F. É. M. d'autoinduction déphasées de $\frac{\pi}{2}$ en arrière des flux qui les engendrent et indépendantes de la rotation du moteur.

2° D'une F. É. M. *dynamique* E_d engendrée dans l'enroulement d'induit et due, comme en courant continu, au déplacement relatif de l'enroulement d'induit et du flux inducteur. Cette F. É. M. dont l'expression instantanée est :

$$e_d = \frac{p}{a}\frac{N}{60} \cdot n \cdot \Phi \qquad (\Phi = \text{flux inducteur instantané})$$

est maximale quand le flux inducteur est maximal, nulle quand le flux est nul. Elle est en *phase* avec le flux.

Prenons pour origine des phases la grandeur commune aux deux enroulements, c'est-à-dire le courant du rotor I. Les flux Φ_s du stator et Φ_r sont en phase avec le courant I qui les engendre (*fig. 2*). Les F. É. M. E_s, E_r, sont déphasés de $\pi/2$ en arrière des flux Φ_s et Φ_r. La F. É. M. dynamique E_d est en phase avec I.

([1]) Pour ne pas avoir à modifier le calage en cas de changement de sens de rotation ; d'ailleurs, si on décalait les balais, il faudrait régler le calage suivant le courant absorbé, chose impossible en traction.

Or une inductance crée une chute inductive égale et opposée à la F. É. M. d'autoinduction. Posons :

$$L_1 = \frac{n_1 \Phi_s}{i}; \qquad L_2 = \frac{n_2 \Phi_r}{i}; \qquad L = L_1 + L_2$$

en désignant par n_1, n_2 le nombre de spires stator et rotor. Le schéma équivalent au moteur sera celui de la *figure 3* dans laquelle nous représentons à l'extérieur du moteur les chutes par résistance et inductive.

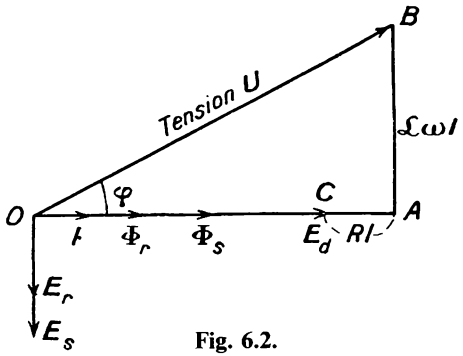


Fig. 6.2.

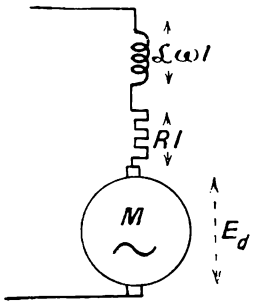


Fig. 6.3.

Nous aurons donc à traduire vectoriellement la relation :

$$\vec{U} = \vec{E_d} + \vec{RI} + \overrightarrow{L\omega I}$$

(R = résistance totale des enroulements, ω = pulsation du courant I) avec :

$$\overrightarrow{L\omega I} = -(\vec{E_r} + \vec{E_s}).$$

La tension U aux bornes du moteur sera représentée par le vecteur OB, le déphasage φ entre U et I, par l'angle $\widehat{BOA}$.

3. **L'inductance du moteur explique le faible courant absorbé et le faible facteur de puissance. Remèdes.** – Le graphique (*fig. 2*) conduit aux relations :

$$(1) \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega I}{E_d + RI} \qquad \text{et} \qquad (2) \quad U \cos \varphi = E_d + RI.$$

a) La relation (1) montre que le tg φ est d'autant plus grand, donc cos φ d'autant plus faible que $L\omega I = (E_r + E_s)$ est plus grand. L'inductance du moteur explique la faiblesse de son facteur de puissance;

b) La relation (2) explique la faiblesse du courant absorbé. En effet, en courant alternatif (relation 2), on a :

$$I = \frac{U \cos \varphi - E_d}{R}$$

alors qu'en courant continu nous avons écrit :

$$I = \frac{U - E_d}{R},$$

comparaison d'où nous déduisons ceci :

Sous la tension alternative U, le moteur absorbe le même courant que sous la tension continue U cos φ.

La cause du faible facteur de puissance est également celle du faible courant absorbé.

Remèdes au faible facteur de puissance. – La relation (1) montre que le facteur de puissance est d'autant meilleur que $L\omega I = (E_r + E_s)$ est faible par rapport à la F. É. M. dynamique E_d qui est proportionnelle à la vitesse N. Le constructeur réduira L et augmentera N; l'exploitant diminuera ω.

1° *Remèdes du constructeur.* – L'expression de l'inductance d'une bobine

$$L = \frac{\mu \cdot n^2}{\mathcal{R}} \qquad (\mathcal{R} = \text{réluctance de son circuit magnétique})$$

montre que, pour la réduire, il faut diminuer surtout le nombre n de ses spires. Le constructeur a surtout intérêt à réduire le nombre n_1 de spires du stator parce que la réluctance $\mathcal{R}_1$ du circuit magnétique du flux inducteur est beaucoup plus faible que la réluctance $\mathcal{R}_2$ du circuit magnétique du flux d'induit.

a) Il réduit n_1; mais le flux stator Φ_s s'en trouve diminué. Or ce flux Φ_s est un facteur du couple moteur instantané :

$$c_e = \frac{p}{a}\frac{n_2}{2\pi}\Phi_s i. \qquad (i = \text{courant instantané})$$

Il faut donc rattraper la diminution de Φ_s par une augmentation de n_2 (nombre de brins actifs du rotor). Le résultat est que la F. M. M. d'induit qui, dans le moteur à courant continu, est toujours inférieure à la F. M. M. des inducteurs, devient double et parfois même triple de ces derniers. Le moteur est, comme on dit parfois, *tout en induit.*

b) La conséquence est que le flux d'induit (rotor) Φ_r devient important, c'est-à-dire que la réaction d'induit est très grande. Il faut l'atténuer soit par des palliatifs [1, 30], soit, mieux, par le remède véritable constitué par les *enroulements compensateurs.*

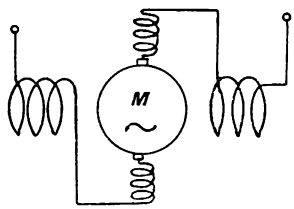


Fig. 6.4.

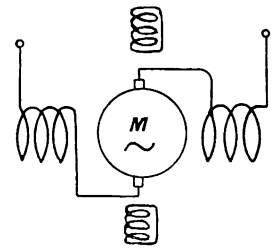
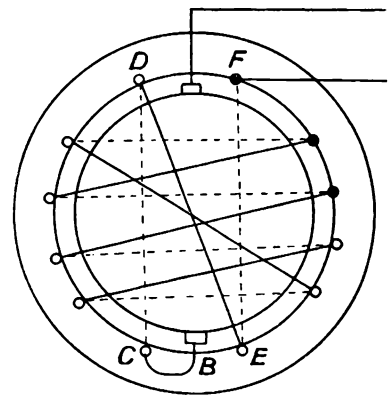


Fig. 6.5.

Ces enroulements, surtout nécessaires quand les pôles du stator sont lisses (car le circuit magnétique du flux d'induit a une réluctance $\mathcal{R}_2$ particulièrement faible), sont connectés en série (*fig. 4*) avec l'induit comme en courant continu, ou bien fermés (*fig. 5*) sur eux-mêmes (1), application de l'effet d'*écran électrodynamique* des spires fermées sur elles-mêmes et placées dans des champs alternatifs. Un moteur qui possède de tels enroulements est dit *série-compensé* (*fig. 6*).

c) Enfin le constructeur calcule le moteur pour une vitesse normale N aussi grande que possible. Il augmente ainsi l'importance relative du vecteur E_d. En même temps, à puissance égale (proportionnelle au produit CN), il peut diminuer le couple, ce qui réduit les dimensions du moteur et le rend plus économique.



BCDEF= Enroulement inducteur
Fig. 6.6.

2° *Remèdes de l'exploitant.* – L'exploitant réduit la pulsation $\omega = 2\pi f$ du courant d'alimentation en utilisant une source à fréquence aussi basse que possible : 25 Hz ou même 50/3 = 16,66 Hz.

En définitive : en marche normale, le facteur de puissance est compris entre 0,85 (petits moteurs) et 0,90 (gros moteurs). Ces chiffres supposent que le moteur est compensé et que sa vitesse normale est trois à quatre fois la vitesse de synchronisme.

4. **Causes de couple inférieur au démarrage au couple en courant continu.** – Le couple électromagnétique instantané du moteur a pour expression :

$$c_e = \frac{p}{a}\frac{n_2}{2\pi}\Phi i.$$

Il est plus faible au démarrage qu'en courant continu parce que :

1° Le *courant absorbé est plus faible.* Nous avons expliqué pourquoi et montré comment on y remédie.

2° *A égalité de courant et d'induction maximale B_m, le couple* (pulsatoire) *est $\sqrt{2}$ fois plus petit qu'en courant continu.* En effet, on a (dans le cas, pour simplifier, d'un moteur bipolaire) en valeur instantanée :

$$c = \frac{n_2}{2\pi}\Phi i = \frac{n_2}{2\pi} \times \Phi_m \sin \omega t \times I_m \sin \omega t = \frac{n_2}{2\pi}\Phi_m I_m \sin^2 \omega t;$$

(1) La compensation en série est plus efficace que la compensation en court-circuit mais il faut la régler, alors qu'en court-circuit la compensation est automatique.

d'où la valeur moyenne du couple :

$$C_{\text{moy.}} = \frac{1}{T}\int_0^t c\,\mathrm{d}t = \frac{n_2}{2\pi}\Phi_m I_m \times \frac{1}{T}\int_0^t \sin^2 \omega t\,\mathrm{d}t = \frac{n_2}{2\pi}\frac{\Phi_m I_m}{2}$$

soit, en introduisant dans l'expression la valeur efficace du courant :

$$C_{\text{moy.}} = \frac{n_2}{2\pi}\cdot\frac{\Phi_m I}{\sqrt{2}}.$$

Néanmoins, le moteur série monophasé a un bon couple de démarrage avec un appel de courant réduit. Le rapport de C_d/C_n à I_d/I_n [II, chap. 12] est de l'ordre de 1,2 à 1,3.

5. **Causes de faible rendement. Remèdes.** – A toutes les pertes du moteur série à courant continu viennent s'ajouter, en courant alternatif, les *pertes dans le fer de l'inducteur* : celui-ci, en effet, n'est plus parcouru par un flux constant, mais alternatif. Cela explique à la fois le faible rendement et l'échauffement anormal du stator.

On réduit fortement les pertes par courants de Foucault dans l'inducteur en *feuilletant* celui-ci ; mais cet artifice ne diminue pas les pertes par hystérésis dans le fer du stator. C'est pourquoi il est nécessaire, pour augmenter le rendement et diminuer l'échauffement, d'adopter des *inductions modérées* (moteur non saturé) et de *basses fréquences* [II, 2].

Par ailleurs, l'accroissement de la F. M. M. d'induit a obligé d'accroître le diamètre de l'induit et les pertes par effet Joule dans l'enroulement d'induit. En définitive, à puissance et vitesse égales, le moteur série monophasé est *plus volumineux, plus lourd* (20 à 25 % de plus) que le moteur série à courant continu et a un plus *faible rendement.*

6. **Causes de mauvaise commutation. Remèdes.** – Nous avons vu les causes de mauvaise commutation en courant continu : les F. É. M. e_a (F. É. M. de réactance) et e_t (F. É. M. d'induction due au flux transversal) dans la section court-circuitée par le balai.

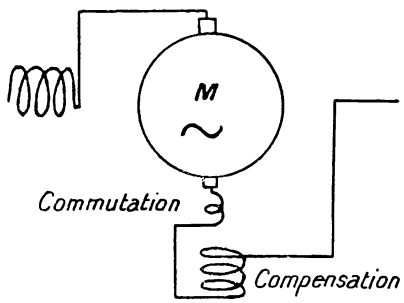


Fig. 6.7.

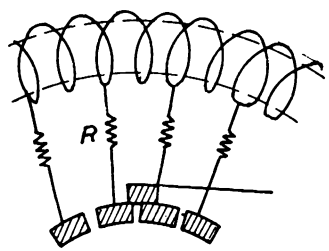


Fig. 6.8.

Ces causes existent en courant alternatif; mais il s'en ajoute une troisième : une *F. É. M. statique* dite *de transformation* induite dans la section en commutation par le flux inducteur alternatif que cette section embrasse : elle constitue à ce moment le secondaire en court-circuit d'un transformateur dont le primaire est l'enroulement inducteur et le courant qui en résulte dans le circuit local « balais, contacts, section en commutation » peut être plusieurs fois supérieur au courant d'induit, capable d'échauffer le balai jusqu'au rouge. Telle est la cause des étincelles observées sous les balais.

Pour améliorer la commutation, le constructeur ne dispose que de palliatifs; *enroulements de commutation* (*fig. 7*) qui annulent, par création d'une F. É. M. dynamique, la F. É. M. statique supplémentaire, mais *à une vitesse déterminée* [1] que l'on choisit égale à la vitesse normale et plus généralement *connexions résistantes* (*fig. 8*) entre enroulement d'induit et collecteur. Ces connexions qui n'interviennent qu'au moment de la commutation (donc ne causent pas de pertes-Joule supplémentaires) réduisent le courant dans le circuit local sus-mentionné.

Évidemment, le constructeur améliore encore la commutation en augmentant les dimensions du collecteur et le nombre des balais afin de diminuer la densité de courant sous chacun d'eux; mais il est bientôt limité dans cette voie par l'augmentation des pertes par frottement et du prix du moteur.

Ce sont les difficultés de commutation qui ont retardé beaucoup l'emploi du moteur série à courant alternatif. Comme la F. É. M. statique défavorable est proportionnelle à la fréquence de la tension d'alimentation,

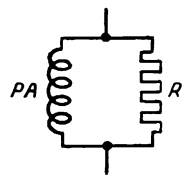


Fig. 6.9.

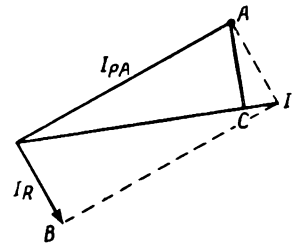


Fig. 6.10.

on a utilisé pendant longtemps le moteur série monophasé, en traction, à basse fréquence (25 Hz jusqu'à 300 V et 16,66 Hz jusqu'à 500 V) [2].

Mais récemment, on est parvenu à améliorer la commutation au point de pouvoir appliquer le moteur série monophasé à l'entraînement de puissantes locomotives électriques à la fréquence 50 Hz du réseau d'interconnexion.

L'un des principaux artifices utilisés à cet effet est le shuntage par une résistance pure R de l'enroulement du pôle auxiliaire (*fig. 9*). Soient I_R et I_{PA} les composantes

[1] La pratique montre que la correction est suffisante dans des limites étendues de vitesse. Mais au démarrage, la correction étant nulle, la commutation est défectueuse.

[2] En effet plus grande est la tension de fonctionnement, plus grand est le nombre de spires par section et plus élevées sont toutes les F. É. M. défavorables à la commutation.

(dans R et dans l'enroulement) du courant I absorbé par le moteur. Elles sont pratiquement déphasées de $\pi/2$ (*fig. 10*).

Il en résulte que le courant I_{PA} dans le pôle auxiliaire peut être considéré comme formé de deux courants :

a) Un courant OC en phase avec le courant dans l'induit, donc capable d'annuler par ses ampères-tours, les F. É. M. e_a et e_i dites de « commutation continue ».

b) Un courant CA déphasé de $\pi/2$ en avant de I et qui a pour effet d'annuler la F. É. M. de transformation. En effet cette F. É. M. de la forme $e = -\,d\Phi/dt$ est déphasée de $\pi/2$ *en arrière* de Φ, donc en *arrière* de I (courant dans l'induit ou dans la section en commutation). La F. É. M. dite de *neutralisation* due au courant CA (passant dans le pôle auxiliaire) est en phase avec CA, donc déphasée de $\pi/2$ en *avant* de I. Ces deux F. É. M. peuvent s'annuler.

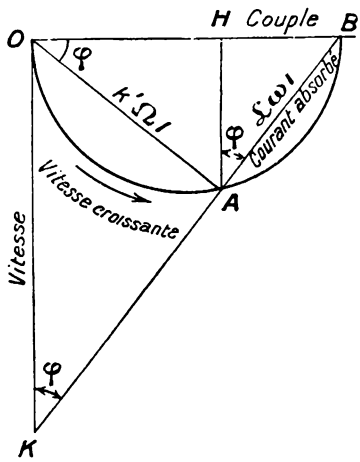


Fig. 6.11.

Malheureusement, la F. É. M. de neutralisation (F. É. M. induite) est *proportionnelle à la vitesse* alors que la F. É. M. de transformation en est *indépendante*. La correction n'est donc parfaite que pour une vitesse déterminée. Il en résulte que toute marche prolongée en dehors de certaines zones de vitesse se traduit par une grande usure du collecteur et des balais.

7. **Les caractéristiques du moteur série monophasé sont celles du moteur série à courant continu.** — Reprenons le diagramme du moteur (*fig. 2*) dans les hypothèses simplificatrices (parfaitement admissibles) que voici :

Résistances nulles. — Le point C se confond avec le point A.

Circuits magnétiques non saturés ($\Phi = KI$). — Le vecteur E_d (F. É. M. dynamique) proportionnel à Φ et à Ω (vitesse angulaire du moteur) s'exprime par $E_d = OA = K'\Omega I$; de plus, on a L = constante.

Tension d'alimentation constante. — OB = constante.

Le diagramme devient le suivant (*fig. 11*). Il donne toutes les variables intéressantes en fonctionnement.

Courant absorbé : représenté par $\overline{AB} = L\omega I$ ($L\omega$ = constante).

Déphasage φ *:* angle $\widehat{AOB} = \widehat{HAB}$.

Puissance représentée par $\overline{AH}$. En effet :

$$P = UI\cos\varphi = \frac{U}{L\omega} L\omega I\cos\varphi = \frac{U}{L\omega} \times \overline{AH}.$$

Couple représenté par $\overline{HB}$. En effet :

$$C = KI^2 = K''\overline{AB}^2 = K''\,.\,\overline{OB}\,.\,\overline{HB} = K'''\overline{HB}(OB = C^{te}).$$

Vitesse représentée par $\overline{OK}$. En effet :

$$\overline{OK} = \overline{OB} \operatorname{cotg} \varphi = \overline{OB} \times \frac{\overline{OA}}{\overline{AB}} = U \times \frac{K'\Omega I}{L\omega I} = \frac{UK'}{L\omega} \times \Omega.$$

Au démarrage, Ω est nul. Le point A est en O. Quand le moteur prend de la vitesse, l'angle $\widehat{OAB}$ étant droit et OB étant constant, le point A se déplace dans le sens antihoraire sur la circonférence de diamètre OB.

Nous voyons ainsi qu'au fur et à mesure que la vitesse augmente :

Le *courant absorbé* décroît constamment.

Le *déphasage* φ décroît constamment. Le facteur de puissance s'améliore.

La *puissance* augmente, passe par un maximum pour $\varphi = 45°$, soit $\cos \varphi = \sqrt{2}/2$ puis décroît.

Le *couple* maximal au démarrage (représenté par OB) décroît constamment.

On s'explique ainsi l'allure des graphes de I, $\cos \varphi$, P, C en fonction de la vitesse N (*fig. 12*). Les graphes $C(N)$ et $I(N)$ montrent que *les caractéristiques du moteur série monophasé ont la même allure qu'en courant continu.*

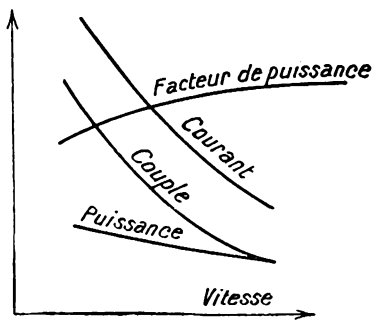


Fig. 6.12.

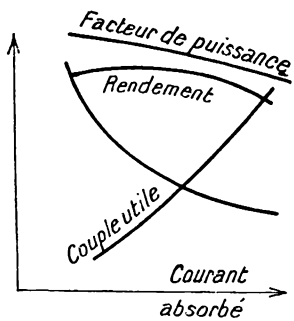


Fig. 6.13 [1].

Nous donnons en outre (*fig. 13*) les graphes de N, $\cos \varphi$, C, η, en fonction du courant (graphes utiles en exploitation).

8. **Le moteur série en marche industrielle. Emplois.** – Soulignons l'importance de la fréquence au point de vue du rendement, facteur de puissance et surtout commutation. En fait ce moteur a un fonctionnement d'autant *meilleur* que la fréquence se rapproche le plus possible de zéro, c'est-à-dire que *le courant tend vers le courant continu.*

Au *démarrage*, on réduit la tension d'alimentation soit par un rhéostat en série (petits moteurs), soit par un auto-transformateur à prises multiples.

En *marche*, à chaque tension correspond une caractéristique $C(N)$ différente. C'est donc par la tension qu'on règle la vitesse.

[1] Le quatrième graphe est celui de la vitesse. La tension est supposée constante.

Le moteur série monophasé est utilisé :

1° Comme petit *moteur universel*, c'est-à-dire fonctionnant indifféremment sur réseau continu et sur réseau alternatif à fréquence quelconque. Jusqu'à 0,25 kW, par raison d'économie, ses pôles sont saillants et le moteur n'a pas d'enroulement de compensation ; pour des puissances supérieures, les pôles du stator sont lisses et le moteur est compensé (*fig. 6*). Son stator est alors analogue à celui d'un alternateur monophasé, son rotor à celui d'une machine à courant continu.

Pour rendre le fonctionnement du moteur à peu près indépendant de la fréquence, on est amené [§, 2] à le faire tourner très vite (3 500 à 8 000 tr/mn), ce qui offre d'ailleurs l'avantage de diminuer l'encombrement, le poids et le prix de la machine par la réduction, à puissance égale, de son couple.

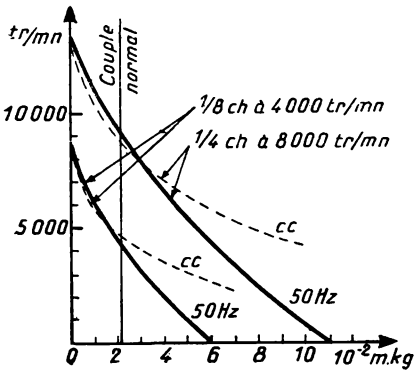


Fig. 6.14. — Courbes $C(N)$ de moteurs universels 1/8 ch à 4 000 tr/mn et 1/4 ch à 8 000 tr/mn.

La puissance des moteurs universels est limitée par les difficultés d'une bonne compensation [1] et la réalisation d'une commutation satisfaisante. La *figure 15* montre comment on diminue le nombre de spires de l'enroulement inducteur lorsqu'on connecte un moteur universel, à tension égale, sur des réseaux de fréquence croissante.

Dans un moteur universel, ce qui diffère toujours entre les fonctionnements en continu et en alternatif, c'est l'allure de la caractéristique mécanique $N(C)$. La *figure 14* donne ce graphe pour deux moteurs dont le couple nominal est le même (dimensionnement égal). On voit que la vitesse varie considérablement avec le couple.

Pour remédier aux inconvénients qui en résultent (le couple n'est généralement pas connu avec précision ou bien est irrégulier), on met en série avec le moteur un rhéostat qui permet soit de maintenir constante la vitesse, soit de la régler dans de larges limites.

Il faut savoir que le vrai domaine du moteur universel est le *régime intermittent* car ses inconvénients majeurs sont l'usure assez rapide des balais et l'obligation (assez onéreuse) de l'antiparasiter. C'est pourquoi il convient bien à la commande des appareils électro-domestiques, des outils portatifs ou bien comme servo-moteurs.

Signalons enfin que, par l'interposition, entre l'arbre moteur et l'arbre *lent* entraîné, d'un réducteur de vitesse, on arrive à entraîner des appareils exigeant des couples non négligeables avec des moteurs universels de *très faible puissance*.

[1] Parfois, dans les moteurs universels on décale légèrement les balais par rapport à la ligne neutre pour améliorer la commutation et pour compenser le moteur par création d'une légère induction mutuelle (favorable) entre l'inducteur et l'induit.

2° Comme *moteur de traction*, en raison de ses caractéristiques série et du fait que, par l'interposition, entre le moteur et le trolley, d'un transformateur abaisseur installé sur la locomotive, il est possible d'alimenter en haute tension la caténaire et de réduire le poids et le prix de celle-ci (avantage plus marqué dans le cas de longues lignes à faible trafic).

Et comme le démarrage et le réglage de la vitesse (*fig. 16*) s'effectuent en employant un nombre variable de spires du transformateur (réglage de la tension) et non par interposition d'un rhéostat consommateur d'énergie active, le rendement total du réseau (bien que le rendement des moteurs eux-mêmes soit plus faible qu'en courant continu) est supérieur à celui du réseau à courant continu.

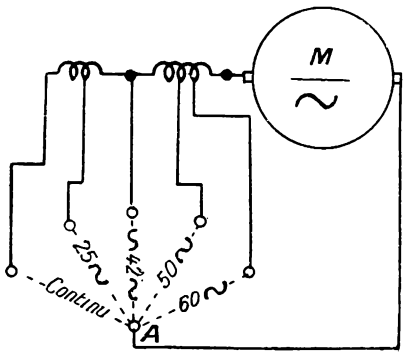


Fig. 6.15.

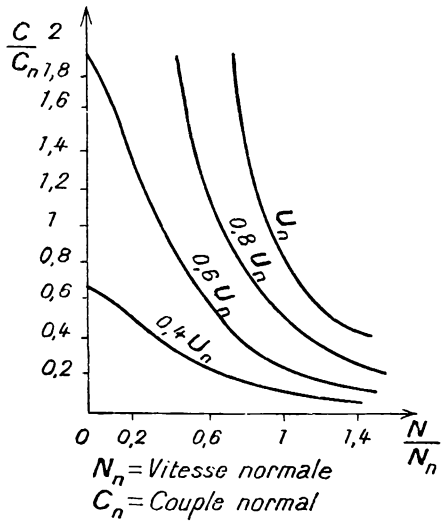


Fig. 6.16.

Le moteur série monophasé à 50 Hz tend à être employé de plus en plus en traction électrique au lieu du moteur à courant continu.

Le moteur universel se maintient dans le domaine de puissances très faibles et du régime intermittent car, en dehors de ce cadre, il est de plus en plus abandonné au profit du moteur à condensateur [t. II chap. 13] et du moteur répulsion induction qui, par ailleurs, n'engendrent pas des parasites susceptibles de troubler les réceptions de radiotéléphonie ([1]).

([1]) Les parasites sont produits par tout appareil dans lequel un courant électrique subit des variations rapides d'intensité. C'est le cas de toutes les machines à collecteur. En effet, dès que le balai quitte une lame, une section en commutation est ouverte et son courant de court-circuit retombe rapidement à zéro. Quand le balai arrive sur la lame suivante, une nouvelle section est court-circuitée et dans celle-ci le courant de court-circuit est rapidement croissant. Ces variations brusques et périodiques de courant induisent dans l'ensemble de l'induit des F. É. M. qui contiennent (théorème de Fourrier) un spectre étendu de fréquences et ces F. É. M. alternatives peuvent conduire à des perturbations dans des récepteurs alimentés par cette même ligne ou se trouvant à proximité d'une ligne du même réseau.

Précisons ici que, contrairement à une opinion, répandue, les parasites n'ont pas toujours leur origine dans des étincelles. L'apparition de l'étincelle correspond bien à l'existence de parasites, mais ceux-ci peuvent exister en dehors d'elle.

MOTEUR A RÉPULSION

9. **Principe : répulsion entre primaire et secondaire d'un transformateur.** – Considérons un moteur série bipolaire dont les balais sont mis en court-circuit et l'inducteur alimenté par un courant alternatif. Pour rendre plus clair l'exposé, nous figurerons en anneau son enroulement d'induit.

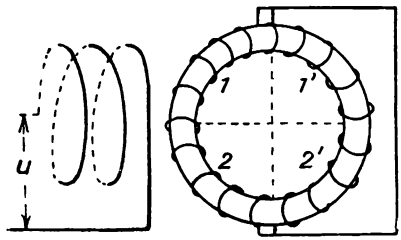


Fig. 6.17.

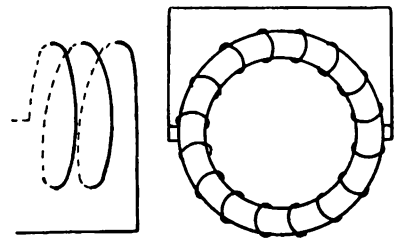


Fig. 6.18.

1° Supposons en premier lieu les balais calés sur la ligne neutre théorique (*fig. 17*). Le rotor étant à l'arrêt, aucun courant ne circulera dans l'induit, car les F. É. M. induites dans les quadrants tels que 1 et 2 sont égales et opposées ; il en est de même des F. É. M. induites dans les quadrants 1′ et 2′. Dans les deux moitiés de l'induit, de part et d'autre de la ligne des balais, la F. É. M. résultante est constamment nulle. Aucun courant ne parcourt l'enroulement du rotor, donc aucun couple ne s'exerce sur le rotor.

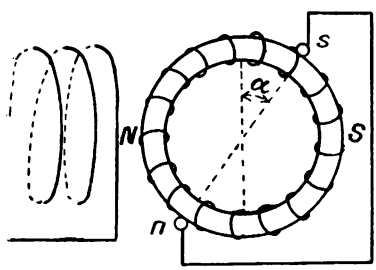


Fig. 6.19.

2° Imaginons maintenant les balais calés suivant la direction de la ligne d'induction moyenne du flux inducteur (*fig. 18*). A ce moment, les deux moitiés de l'induit (de part et d'autre de la ligne des balais) fonctionnent comme deux bobines secondaires en parallèle et en court-circuit d'un transformateur, dont le primaire est l'inducteur. Un courant intense parcourt donc l'enroulement du rotor et le conducteur établissant le court-circuit des balais (*fig. 20*).

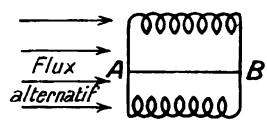


Fig. 6.20.

Une force répulsive s'exerce entre les champs

produits par les enroulements stator et rotor. On sait, en effet, que les courants primaire et secondaire d'un transformateur sont sensiblement en opposition de phase ([1]) – mais cette force ne déterminera aucun couple, puisqu'elle passe par l'axe de rotation du rotor (*fig. 18*).

3° Dans une troisième hypothèse, supposons les balais calés dans une position intermédiaire faisant l'angle α avec la ligne neutre (*fig. 19*). Il y a alors un courant rotor qui engendre un champ dirigé suivant la ligne des balais; étant donnée l'opposition de phase des courants stator et rotor, les pôles stator et rotor les plus rapprochés sont toujours de nom contraire, de telle sorte que la force s'exerçant entre eux est toujours répulsive.

Cette force ne passant pas par l'axe de la machine, un couple est exercé sur le rotor *dans le sens opposé au décalage des balais* par rapport à la ligne neutre théorique. Le moteur démarre.

10. **Diagramme simplifié du moteur à répulsion.** – Établissons le diagramme du moteur à répulsion dans les hypothèses simplificatrices suivantes, fort admissibles en première approximation.

Nous supposerons le *moteur non saturé* (tous les flux proportionnels aux courants qui les créent), et les *résistances* des enroulements *nulles*. Désignons par :

I_1, I_2 les courants primaire (stator) et secondaire (rotor).

L_1, L_2 les inductances primaire et secondaire.

M le coefficient d'induction mutuelle des enroulements primaire et secondaire pour la position adoptée des balais.

ω la pulsation de la tension d'alimentation.

Ω la vitesse angulaire du rotor.

1° Le *primaire* est le siège de deux F. É. M. *statiques* :

a) Une F. É. M. d'autoinduction E_{s1} due à son flux propre $L_1 I_1$ causant une chute inductive $L_1 \omega I_1 = E_{s1}$; en quadrature sur I_1.

b) Une F. É. M. d'induction mutuelle E_{m1} due à la portion du flux MI_2 du rotor qu'il embrasse lui-même. Elle cause une chute inductive $M\omega I_2 = E_{m1}$; en quadrature sur I_2.

Appliquant à l'enroulement primaire, en valeur efficace, la relation des portions de circuits :

$$u + \Sigma e = ri \qquad (r = 0),$$

nous avons ([2]) :

$$\vec{U} + \overrightarrow{E_{s1}} + \overrightarrow{E_{m1}} = 0$$

([1]) Rappelons l'expérience d'Elihu Thomson [II, 4-19] qui, en 1887, conduisit ce physicien à la découverte du moteur à répulsion.

([2]) Nous supposons ici que le coefficient d'induction mutuelle M est positif.

ou :

$$\vec{U} - \overrightarrow{L_1\omega I_1} - \overrightarrow{M\omega I_2} = 0. \qquad (1)$$

2° Le *secondaire* est le siège :

a) D'une F. É. M. *dynamique* $E_d = K'\Omega I_1$, due à sa rotation dans le flux inducteur, c'est-à-dire proportionnelle au flux stator utile ($K'I_1$) et à la vitesse de rotation Ω. Cette F. É. M. est en phase avec le flux qui la crée, donc en phase avec I_1 ;

b) D'une F. É. M. *statique* $E_{s2} = L_2\omega I_2$, F. É. M. d'autoinduction due au flux L_2I_2 ;

c) D'une F. É. M. *statique* E_{m2} d'induction mutuelle, due à la portion MI_1 de flux stator embrassée par le secondaire : $E_{m2} = M\omega I_1$. La loi d'Ohm applicable aux circuits fermés ($\Sigma e = Ri$) nous donne :

$$\vec{E_d} + \overrightarrow{E_{s2}} + \overrightarrow{E_{m2}} = 0.$$
$$\overrightarrow{K'\Omega I_1} - \overrightarrow{L_2\omega I_2} - \overrightarrow{M\omega I_1} = 0. \qquad (2)$$

Traduisons graphiquement (*fig. 21*) les équations (1) et (2). Prenons pour origine des phases le courant primaire I_1 et construisons l'équation (2) en portant $OC = K'\Omega I_1$ en phase avec I_1, puis, à partir de C, le vecteur $CD = M\omega I_1$ (déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en retard sur I_1). En vertu de l'équation (2), le vecteur OD représente $L_2\omega I_2$ et le vecteur I_2 est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en arrière de OD.

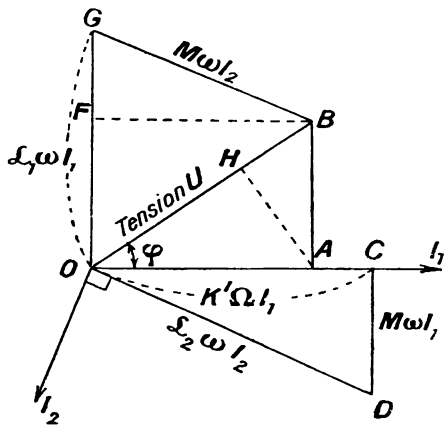


Fig. 6.21.

Traduisons ensuite l'équation (1) en portant $OG = L_1\omega I_1$ déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en avant de I_1, puis $GB = M\omega I_2$ déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en avant de I_2. Le vecteur résultant OB représente la tension U.

11. **Les caractéristiques du moteur à répulsion sont analogues à celles du moteur série monophasé.** – Menons du point B la parallèle BF à OA. La similitude des triangles GFB, DCO (côtés parallèles) nous donne les relations :

$$\frac{FB}{OC} = \frac{OA}{OC} = \frac{GB}{OD} = \frac{GF}{DC}.$$

D'où l'on tire :

$$OA = OC \times \frac{GB}{OD} = K'\Omega I_1 \frac{M\omega I_2}{L_2\omega I_2} = \frac{K'M}{L_2}\Omega I_1 ;$$

$$GF = CD \times \frac{GB}{OD} = M\omega I_1 \times \frac{M\omega I_2}{L_2\omega I_2} = \frac{M^2}{L_2}\omega I_1 ;$$

d'où :

$$AB = OF = OG - GF = L_1\omega I_1 - \frac{M^2}{L_2}\omega I_1 = \left[L_1 - \left(\frac{M^2}{L_2}\right)\right]\omega I_1 .$$

En définitive, dans le triangle rectangle OAB, tout comme dans le moteur série monophasé, nous avons :

$OB = U$ = constante.

OA proportionnel à ΩI_1 (I_1 = courant absorbé au réseau).

AB proportionnel à ωI_1.

Le diagramme du cercle construit sur OB comme diamètre est donc *identique à celui du moteur série monophasé*; donc les caractéristiques du moteur à répulsion, à calage constant des balais, sont identiques à celles du moteur série à courant alternatif (*fig. 12* et *13*).

12. **Influence du calage des balais sur la marche du moteur.** – Quand on modifie le calage α des balais, on agit à la fois sur le coefficient M d'induction mutuelle entre le stator et le rotor et sur le coefficient K' de production de la F. É. M. dynamique. Une étude plus complète des relations entre M, K' et l'angle α conduit aux résultats suivants.

Le calage des balais influe :

1° *Sur le courant absorbé.* – Au démarrage, le courant absorbé est minimal pour $\alpha = 0$ (puisque le rotor a, vis-à-vis du stator, un effet compensateur, c'est-à-dire réducteur de la réactance d'induction) et croît avec le décalage des balais α.

En marche, pour un couple donné, le courant absorbé est minimal pour $\alpha = 45°$.

2° *Sur le couple.* – Le sens du couple dépend du sens de calage des balais par rapport à la ligne neutre. Par le sens du décalage des balais, on peut donc changer le sens de rotation du moteur.

Le couple est nul pour $\alpha = 0$ et $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

Au *démarrage*, le maximum de couple a lieu près de l'axe des bobines du stator, pour $\alpha = 70°$ environ. La *figure 22* donne la variation du couple de démarrage en fonction de l'angle α.

En *marche à courant constant*, le couple est maximal pour $\alpha = 45°$.

3° *Sur la vitesse* (à couple constant). — La loi de variation de la vitesse en fonction de α est la même que celle du couple de démarrage en fonction de α (*fig. 22*). D'où la possibilité, à couple constant, de régler la vitesse par le décalage des balais.

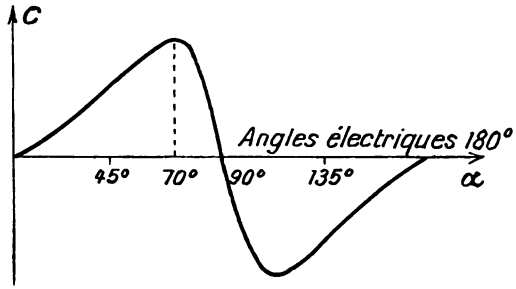


Fig. 6.22.

4° *Sur le facteur de puissance* (à vitesse constante). — Pour $\alpha = 0$ et $\alpha = 90°$, on a un facteur de puissance très faible. Le maximum de cos φ a lieu pour $\alpha \approx 70°$, quel que soit le couple.

De ce qui précède, il résulte qu'au point de vue couple et courant absorbé *en marche*, le calage le plus favorable est $\alpha = 45°$. Mais, afin d'avoir un meilleur facteur de puissance, on adopte un décalage α compris entre 65° et 75° électriques.

13. **Bonne commutation au voisinage du synchronisme. Possibilité d'emploi à moyenne fréquence.** — Soit OA le flux inducteur. Sa composante OA_1 suivant la ligne des balais, est annulée par le flux OD (*fig. 23*) dû à la F. M. M. statique rotor, car le flux résultant d'un transformateur en court-circuit est sensiblement nul.

La composante OA_2 perpendiculaire à la ligne des balais engendre la F. É. M. dynamique E_a en phase avec OA_2 et cette F. É. M. appliquée au rotor (dont la résistance est négligeable par rapport à sa réactance) y crée un courant déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en retard sur OA_2. Ce courant crée un flux OH dont l'axe est dirigé suivant la ligne des balais.

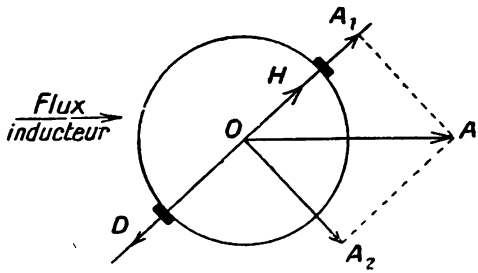


Fig. 6.23.

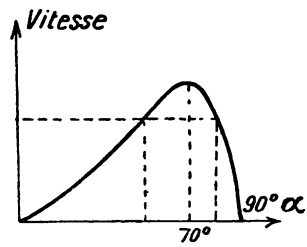


Fig. 6.24.

En définitive, le flux résultant est dû à l'ensemble des flux OA_2 et OH décalés de $\frac{\pi}{2}$ dans l'espace, déphasés de $\frac{\pi}{2}$ et de même période ; c'est donc [6] un flux tournant à la vitesse $\frac{\omega}{p}$ dans l'espace. Quand le rotor tourne au synchronisme $\frac{\omega}{p}$, ce flux résultant n'a aucun déplacement relatif par rapport à la section en commutation. La commutation est donc excellente au synchronisme (aussi facile que dans une dynamo à courant continu). Plus on s'écarte du synchronisme, plus elle est défectueuse. Elle est, en particulier, mauvaise au démarrage.

La conséquence importante est que l'on peut utiliser le moteur à répulsion dans un réseau à moyenne fréquence.

14. **Marche industrielle.** – a) *Démarrage.* – Les balais étant calés dans le voisinage de la ligne neutre (courant absorbé minimal), on les décale peu à peu dans le sens opposé à la rotation désirée jusqu'à ce que le moteur démarre.

b) *Marche.* – La courbe $N(\alpha)$ à couple constant (*fig. 24*) ayant la même allure que la courbe $C_d(\alpha)$ donnée par la *figure 22*, il y a, pour chaque vitesse deux positions ($0 < \alpha < 70°$ et $70° < \alpha < 90°$) correspondant à la vitesse voulue. On choisira de préférence celle qui est *la plus voisine de la ligne neutre*, car elle correspond à un courant absorbé plus faible, d'où un meilleur rendement et un moindre risque d'échauffement excessif.

On réalise ainsi facilement, à couple normal, une variation de vitesse dans le rapport de 1 à 3 avec une commutation acceptable. Plus rarement, on opère par insertion de résistances dans le rotor (réglage possible dans le rapport de 1 à 1,75) ou, si les conditions de l'utilisation ne le permettent pas, par insertion de résistances dans le stator (réglage possible de 1 à 1,5).

c) *Changement du sens de rotation.* – Lorsqu'il est peu commode de faire passer la ligne des balais d'un côté à l'autre de la ligne neutre magnétique, on utilise des balais fixes (*fig. 25*) et on prévoit sur le stator deux bobines auxiliaires. En insérant l'une ou l'autre de celles-ci dans le circuit inducteur, on fait passer l'axe du flux inducteur d'un côté à l'autre de l'axe des balais.

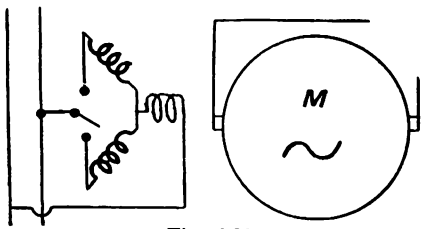


Fig. 6.25.

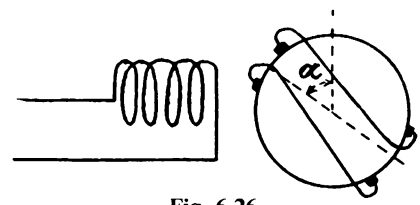


Fig. 6.26.

L'inversion de marche est obtenue par simple manœuvre d'un inverseur. Signalons enfin que, généralement, on n'utilise pas deux lignes de balais par paire de pôles, mais quatre lignes (*fig. 26*) formant deux court-circuits distincts.

Cette disposition permet d'améliorer la commutation en situant les balais dans une région où la tension entre lames est moindre. L'axe du bobinage est alors l'axe de symétrie. La marche du moteur est réglée par décalage de l'ensemble des balais.

15. **Comparaison du moteur série monophasé et du moteur à répulsion.** — *Avantages du moteur à répulsion.* — Il peut être alimenté en haute tension (puisque seul l'enroulement inducteur est relié au réseau) et à fréquence moyenne; sa commutation est meilleure que celle du moteur série au voisinage du synchronisme; il permet le réglage de la vitesse sans obligation d'emploi d'un appareil auxiliaire plus ou moins coûteux et consommateur d'énergie; il a un meilleur rendement (pertes nulles, au synchronisme, dans l'armature d'induit).

Inconvénients du moteur à répulsion. — Mauvais transformateur dont les fuites sont accrues par l'entrefer et l'inclinaison ([1]) des F. M. M. primaire et secondaire; il a beaucoup de fuites et le facteur de puissance est un peu inférieur à celui du moteur série. Le couple de démarrage est un peu plus faible, à courant égal. Enfin le réglage de la vitesse par le décalage des balais est parfois impossible quand ce réglage doit être opéré à une certaine distance du moteur.

Construction. — Le stator est toujours à pôles lisses pour favoriser la production du flux glissant, cause de meilleure commutation. A puissance égale, le moteur comporte moins de pôles que le moteur série, afin d'accroître la vitesse de synchronisme aux environs de laquelle la commutation est meilleure.

16. **Variantes du moteur à répulsion ordinaire.** — *Moteur Déri.* — Le moteur *Déri* possède, par paire de pôles, deux lignes de balais fixes AB calés dans l'axe des pôles et deux lignes de balais mobiles $A'B'$ respectivement en court-circuit avec A et B.

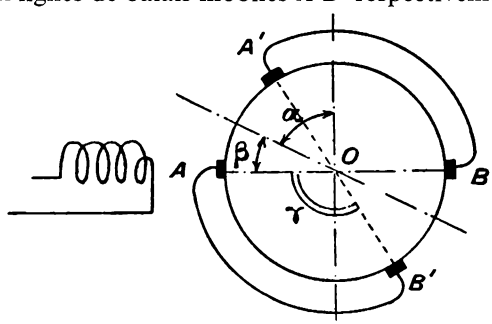


Fig. 6.27.

On voit (*fig. 27*) qu'il ne passe de courant que dans les portions $A'B$ et $B'A$. Le moteur fonctionne comme un moteur à répulsion ordinaire dont les balais seraient calés au milieu des arcs AA' et BB' et dont l'angle de calage serait :

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \beta = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2}(\pi - \gamma) = \frac{\gamma}{2}.$$

([1]) Car elles n'ont pas le même axe.

On règle la vitesse en partant de $\gamma = 0$. Le couple augmente jusqu'à un maximum correspondant à $\alpha = 70°$, soit $\gamma = 140°$ pour décroître ensuite.

Le décalage des balais est donc *deux fois plus grand* que dans un moteur ordinaire : le réglage de la vitesse est plus précis et moins brusque ([1]). C'est pourquoi le moteur à répulsion est employé sous la forme Déri malgré l'accroissement de prix dû à la multiplication des balais.

MOTEUR RÉPULSION-INDUCTION

17. **Principe.** – Dans les faibles puissances, on construit aujourd'hui de nombreux moteurs qui fonctionnent en répulsion uniquement au démarrage. Un peu avant que la vitesse de régime soit atteinte, un court-circuiteur centrifuge (*fig. 28* et *29*) intervient pour mettre en court-circuit toutes les lames du collecteur, ce qui a pour effet de faire passer le moteur du fonctionnement en répulsion au fonctionnement en asynchrone ([2]) qui est son fonctionnement normal. Dans le cas de très forte surcharge (ralentissement), la marche redevient celle du moteur à répulsion.

La faveur du moteur répulsion-induction s'explique par ses avantages : couple de démarrage élevé ($C_d = 3{,}75\ C_n$) et courant de démarrage non excessif ($I_d = 2{,}2\ I_n$), faible variation de vitesse (caractéristique shunt) pour un couple résistant variant de 0 à 1,5 du couple normal, très haut degré de stabilité grâce au passage, aux fortes surcharges, au fonctionnement en répulsion, réduction au minimum de l'usure et de l'entretien des balais qui ne fonctionnent qu'au démarrage, absence d'emballement, absence totale en fonctionnement normal, de troubles radiotéléphoniques (émission de parasites) grâce à la suppression de la commutation.

La *figure 30* donne dans les deux marches (répulsion et asynchrone) les graphes $C(I)$ et $C(N)$ d'un moteur à quatre pôles. Le court-circuiteur fonctionne à la vitesse de 1 100 tr/mn.

18. **Applications du moteur à répulsion.** – Le moteur à répulsion peut être substitué au moteur série dans les réseaux à courant alternatif monophasé. Cependant, en raison de la difficulté de décaler les balais à distance, il n'est pas utilisé en traction électrique.

Il convient à l'entraînement des appareils s'accommodant d'une *caractéristique série* et qui exigent soit un *couple très élevé au démarrage*, soit une *vitesse réglable en charge*. C'est le cas des pompes à commande automatique (qui doivent démarrer même en cas de baisse momentanée de la tension, de ventilateurs à plusieurs régimes (réalisables par simple décalage des balais),

([1]) En outre, on obtient (surtout au démarrage et aux faibles vitesses) une meilleure commutation que par l'emploi d'une seule paire de balais.

([2]) En effet toutes les sections sont court-circuitées. Le rotor fonctionne comme celui d'un moteur asynchrone bobiné en court-circuit.

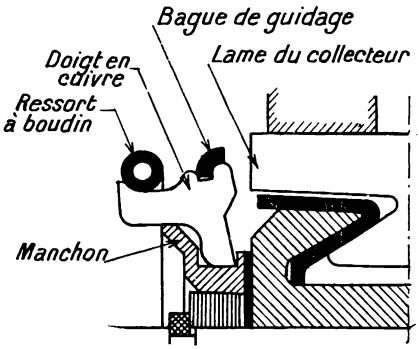


Fig. 6.28.

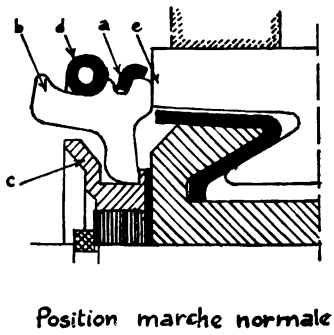


Fig. 6.29.

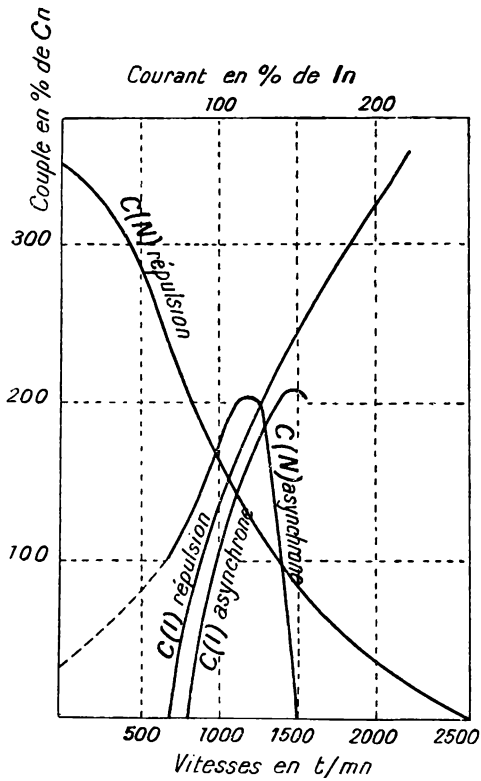


Fig. 6.30.

des ascenseurs, monte-charge, métiers continus à filer, vannes, appareils de manutention mécanique de faible puissance, machines à percer sensitives, centrifugeuses, etc...

Quant au moteur répulsion-induction, il convient particulièrement à la commande des machines-outils qui ont à tourner à vide et dont l'emballement est à éviter (machines à bois, machines agricoles, etc.). Il est en faveur dans les applications domestiques en raison du fait que, sauf au démarrage, il n'engendre pas de parasites radiotéléphoniques : entraînement de pompes, de compresseurs, de petits broyeurs, etc..., mais son prix reste élevé par rapport au moteur à condensateur [t. II chap. 13] et c'est pourquoi il a cédé presque entièrement la place à celui-ci.

19. **Conclusion générale relative aux moteurs monophasés à collecteur.** – Les moteurs monophasés à collecteur ont les mêmes caractéristiques et les mêmes applications que le moteur série à courant continu. Leur facteur de puissance est du même ordre que celui du moteur asynchrone de même puissance et de même nombre de pôles (il est même souvent supérieur). Tous les moteurs monophasés à collecteur ont un même défaut : la *faiblesse relative de leur rendement* qui est nettement inférieur à ceux du moteur asynchrone et du moteur à courant continu.

MOTEURS TRIPHASÉS A COLLECTEUR

Précisons tout d'abord qu'un moteur polyphasé à collecteur peut être aussi bien diphasé que triphasé ; mais, pour fixer les idées, nous raisonnerons toujours sur le moteur triphasé qui est de beaucoup le plus répandu.

Ce moteur diffère du moteur asynchrone ordinaire ([1]) par l'insertion, dans chacun des circuits secondaires d'une F. É. M. E_r appelée *F. É. M. de réglage*. Dans ce qui suit, nous désignerons par *vitesse de glissement* la vitesse du secondaire par rapport aux flux glissants engendrés par le primaire et par *fréquence de glissement*, la fréquence des courants secondaires correspondant à cette vitesse de glissement.

Une F. É. M. insérée dans le circuit du rotor d'un moteur asynchrone peut avoir deux

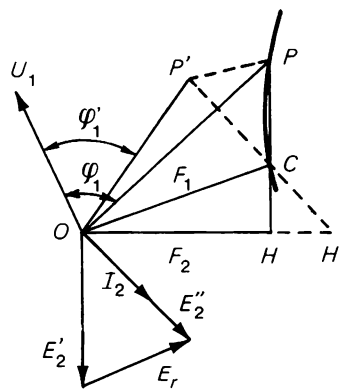


Fig. 6.31 ([1]).

([1]) OP' : flux d'auto-induction statorique (OP sans réglage)
P'C : flux de mutuelle induction (PC sans réglage)
OC : flux total dans le stator et dans le rotor (flux commun totalisé)
CH : flux de fuite rotorique
OH : flux total rotorique

effets : un effet de *compensation de phase* ; un effet de *réglage de la vitesse*. Étudions-les successivement.

20. **Effet de compensation de phase produit par une F. É. M. de réglage.** – Reportons-nous au § X 1, 16 du tome II et partons de E'_2, F. É. M. secondaire engendrée par le flux secondaire résultant F_2. Insérons dans le rotor une F. É. M. de réglage E_r (à la fréquence rotor) fortement déphasée par rapport à E_{g2}. La F. É. M. rotor résultante devient :

$$\vec{E}''_2 = \vec{E}'_2 + \vec{E}_r \qquad \text{avec} \qquad \vec{E}''_2 = \overrightarrow{R_2 I_2}.$$

Supposons que la puissance active demandée au moteur soit demeurée constante. Le point P est déplacé sur la parallèle à OC [t. II chap. 11] ; d'autre part le vecteur $CP = \Phi_2$, parallèle à I_2, doit être parallèle au vecteur E''_2 et prend la direction CP'. D'où le point P' et le vecteur OP' représentant le nouveau courant primaire. On voit que le déphasage primaire devient $\varphi'_1 < \varphi_1$. Le facteur de puissance primaire est augmenté.

En raisonnant d'après le théorème Boucherot, nous dirons que nous avons fourni au moteur de l'énergie réactive, mais *dans l'enroulement secondaire*. Nous allons montrer que le procédé est beaucoup plus économique que la fourniture d'énergie réactive dans le circuit primaire.

Soit par exemple un moteur de 200 kW sous 500 V dont le facteur de puissance à pleine charge est 0,8 et le glissement 3 %. Supposons pour simplifier qu'il ait le même nombre n de spires au stator et au rotor et proposons-nous de relever à 1 son facteur de puissance.

Son courant réactif à pleine charge étant 200 000 tg φ : $\sqrt{3}U = 173$ A, il faut donc fournir au moteur $n \times 173$ ampères (F. M. M.) magnétisants. Fournis au primaire, les 173 A réactifs correspondent à une puissance réactive :

$$\sqrt{3} \times 500 \times 173 = 150\,000 \text{ vars.}$$

Si nous opérons au secondaire, il y faut (puisque le nombre n de spires est supposé le même qu'au primaire) le même courant réactif, soit 173 A. Mais ce courant réactif est fourni sous la *tension secondaire* :

$$gE_2 \approx 0{,}03 \times 500 \qquad \text{soit} \qquad 15 \text{ V}$$

beaucoup plus faible que la tension primaire. La puissance réactive correspondante est :

$$\sqrt{3} \times 15 \times 173 = 0{,}03 \times 150\,000 = 4\,500 \text{ vars}$$

et l'appareil qui devra fournir cette puissance réactive dans le secondaire sera *beaucoup moins puissant* que si l'opération avait été effectuée au primaire.

En définitive : *par sa composante réactive*, c'est-à-dire déphasée de $\frac{\pi}{2}$ en avant de I_2, la *F. É. M. de réglage permet de relever le facteur de puissance* du moteur. La machine spéciale qui engendre la F. É. M. de réglage prend, dans ce cas, le nom de *compensateur de phase* ou d'*avanceur de phase.*

21. **Effet de réglage de la vitesse produit par une F. É. M. de réglage.** – Nous avons montré [t. II chap. 12] qu'une F. É. M. de réglage E_r *en phase* avec la F. É. M. secondaire E'_2 produit le même effet qu'un rhéostat de glissement, c'est-à-dire *accroît le glissement*. Nous avions obtenu dans cette hypothèse, la relation :

$$\vec{E}''_2 = \vec{E}'_2 + \vec{E}_r = \overrightarrow{R_2 I_2}$$

(E''_2 = nouvelle valeur de la F. É. M. secondaire)

d'où :

$$I_2 = \frac{E'_2 + E_r}{R_2}.$$

Si au contraire la F. É. M. de réglage *en opposition de phase* avec E'_2 (et avec le courant I_2), on a :

$$I_2 = \frac{E'_2 - E_r}{R_2} \qquad \text{d'où} \qquad E''_2 = E'_2 - E_r.$$

La F. É. M. du rotor devient plus faible, le glissement est diminué, la vitesse accrue. Plus encore : si E_r prend une valeur supérieure à E'_2 la F. É. M. résultante.

$$E''_2 \approx gE_2 \qquad \text{[t. II, chap. 11]}$$

devient négative. Le glissement g est devenu négatif : *le moteur fonctionne à l'hypersynchronisme.*

Nous apercevons les avantages du réglage de la vitesse par insertion d'une F. É. M. dans le secondaire : non seulement le rendement du moteur se maintient élevé à toutes les vitesses (pas de gaspillage d'énergie dans un rhéostat), mais encore la vitesse peut varier dans de larges limites, même à vide, de l'hypo à l'hypersynchronisme.

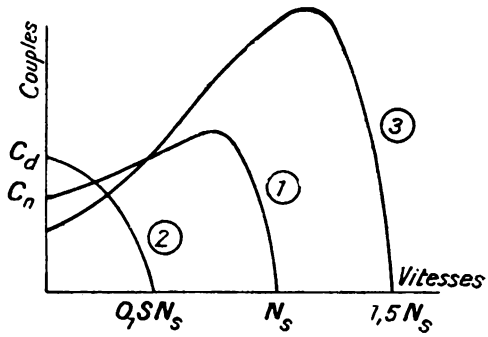


Fig. 6.32.

La *figure 32* donne les caractéristiques $C(N)$ d'un moteur

sans F. É. M. de réglage (graphe 1), avec F. É. M. de réglage en opposition (graphe 3) et en phase (graphe 2) avec le courant secondaire I_2. On observe que ces graphes ne se déduisent pas les uns des autres par simple translation. C'est parce que :

a) La F. É. M. de réglage E_r est une F. É. M. induite dans des spires dont la résistance s'ajoute à la résistance de l'enroulement du rotor;

b) Le couple maximal $C_m = E_2^2/2X_2\omega_1$ [t. II, chap. 11] est proportionnel au carré de la F. É. M. résultante E_2 à l'arrêt. Il varie donc dans le même sens que la vitesse de synchronisme.

En définitive : la F. É. M. de réglage *par sa composante active*, c'est-à-dire en phase ou en opposition de phase avec le courant I_2 permet le réglage de la vitesse du moteur. Quand ce réglage est la préoccupation majeure, le moteur est appelé *triphasé à collecteur*. Nous allons expliquer pourquoi.

22. **Un rotor à collecteur permet de réaliser toutes les conditions imposées à la F. É. M. de réglage.** — Un rotor à collecteur, c'est-à-dire un induit de machine à courant continu permet d'engendrer une F. É. M. :

a) De fréquence toujours égale à la fréquence de glissement;

b) De phase réglable (condition nécessaire pour la compensation de phase);

c) De valeur efficace réglable (surtout pour le réglage de la vitesse).

Soit en effet un induit de dynamo que, pour la clarté de la figure, nous avons représenté en anneau (*fig. 33*). Supposons que le collecteur porte

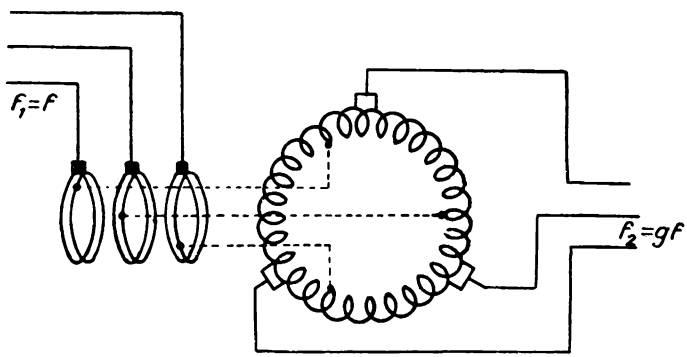


Fig. 6.33.

trois balais calés à 120° et que, du côté opposé, trois prises à 120° soient reliées à trois bagues calées sur l'arbre.

Alimentons les bagues par des courants triphasés de fréquence f_1. Les trois bobines en triangle que constituent les trois portions du rotor engendrent

un flux glissant (deux pôles fictifs) à la vitesse $\omega = 2\pi f_1$ (soit 3 000 tr/mn avec $f_1 = 50$ Hz).

Au moyen d'un moteur auxiliaire, entraînons le rotor, en sens inverse de ce flux glissant, à la vitesse ω' (soit 2 900 tr/mn). Dans l'espace, c'est-à-dire par rapport aux balais, le flux tourne à la vitesse $\omega - \omega'$ (100 tr/mn). Comme

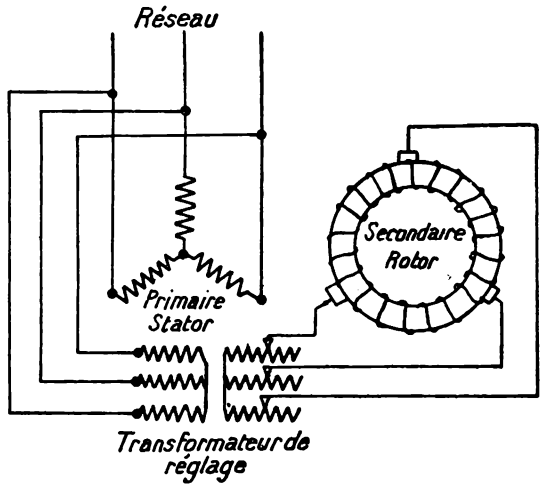


Fig. 6.34.

la polarité d'un balai ne dépend que de sa position par rapport au flux inducteur, cette polarité variera à la fréquence correspondant à la vitesse $\omega - \omega'$, soit :

$$f_2 = f_1 \frac{\omega - \omega'}{\omega} \qquad \text{soit ici} \qquad f_2 = 50 \frac{100}{3\,000} = 1{,}66 \text{ Hz}.$$

Nous disposerons donc, entre les balais, de F. É. M. triphasés à la fréquence f_2.

a) La *condition de fréquence* sera satisfaite si les *glissements* du moteur asynchrone et du rotor à collecteur (convertisseur de fréquence) sont *égaux*. Dans la majorité des cas, ce résultat est atteint par l'accouplement des deux machines.

b) La *condition de phase* sera réalisée par le *décalage variable des balais*. En effet, quand on déplace les trois balais sur le collecteur, on avance ou on retarde l'instant auquel l'axe du flux qui tourne lentement dans l'espace passe sur un balai. On déphase donc la F. É. M. (entre les balais) par rapport à une origine des phases arbitraire.

e) La *condition de valeur efficace* est facile à réaliser. Si on remarque que le nombre de spires comprises entre les balais étant égal au nombre de spires entre bagues, les F. É. M. entre balais et entre bagues ont la même

valeur efficace, on procèdera au réglage de la tension efficace insérée dans le circuit du rotor :

– soit en modifiant par auto-transformateur à prises multiples la tension entre bagues (*fig. 35*);

– soit en disposant sur le collecteur un double jeu de balais b_1 b_2, b_3 et b'_1, b'_2, b'_3 décalables l'un par rapport à l'autre, c'est-à-dire en prélevant entre ces doubles lignes de balais sur le collecteur une tension variable (*fig. 36*). Dans ce cas, chacun des enroulements alimentés par la tension entre les balais a ses extrémités connectées à deux lignes de balais.

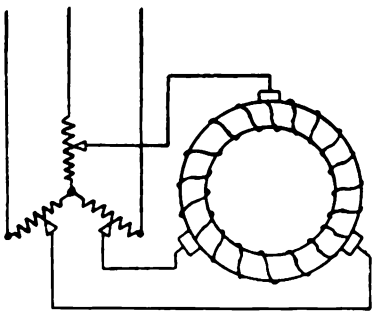


Fig. 6.35.

REMARQUE I. – Si le rotor a p paires de pôles, il devra comporter trois lignes de balais par angle électrique 2π, c'est-à-dire par paire de pôles.

REMARQUE II. – Les rôles des balais et des bagues peuvent être inversés, c'est-à-dire que, si les balais sont alimentés à la fréquence normale (50 Hz), la tension entre bagues aura la basse fréquence (fréquence de glissement). D'où les deux types de rotors à collecteur :

1° Rotor alimenté *par les bagues*. Le moteur correspondant est dit *classique* ou bien *à alimentation par le stator*.

2° Rotor alimenté *par les balais* : moteur *à alimentation par le rotor*.

Le premier type de moteur peut être organisé de façon à avoir une caractéristique shunt, série ou compound. Le second type est toujours à caractéristique shunt.

23. **Moteur triphasé (dérivation) alimenté par le stator.** – 1° *Constitution.* – Au lieu de connecter entre elles les bagues du rotor du moteur et celles du convertisseur de fréquence, calés tous deux sur le même arbre, on peut supprimer les bagues. Plus encore : étant donné qu'un enroulement de dynamo peut convenir [1, 10] au rotor d'un moteur asynchrone, un seul et même enroulement peut constituer à la fois les enroulements du rotor du moteur asynchrone et du convertisseur de fréquence.

Il en résulte que la construction du moteur est très simple : un stator de moteur asynchrone, un rotor de machine à courant continu avec autant de lignes de balais par paire de pôle que le moteur comporte de phases. Le réglage de la F. É. M. E_r est obtenu soit à l'aide d'un *appareil de réglage*

(transformateur à multiples prises au secondaire) (*fig. 34*), soit en utilisant en autotransformateur l'enroulement du stator lui-même monté en étoile (*fig. 35*), ce qui permet d'éviter l'emploi d'un transformateur de réglage.

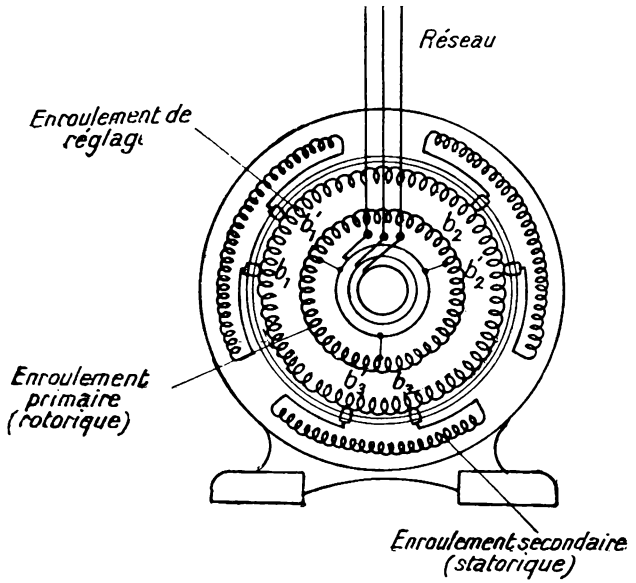


Fig. 6.36.

24. **Moteur dérivation à alimentation par le rotor (Schrage).** – 1° *Constitution.* – Comme l'indique le schéma de la *figure 36*, ce moteur est alimenté par le rotor et le stator (secondaire) est analogue à celui d'un moteur asynchrone ordinaire. Mais, dans les encoches mêmes de l'enroulement primaire rotor, on a disposé un deuxième enroulement dit de *réglage* (représenté conventionnellement dans la *figure 36* par un anneau) identique à celui d'une dynamo et relié à un collecteur.

Sur le collecteur reposent deux jeux de balais b_1, b_2, b_3 et b'_1, b'_2, b'_3. Les balais b_1, b_2, b_3 sont fixés sur une couronne porte-balais et sont solidaires les uns des autres. Une seconde couronne porte-balais rend solidaires les balais b'_1, b'_2, b'_3. Ces deux couronnes sont indépendantes et ne peuvent être déplacées qu'en sens contraire au moyen d'un système à crémaillère.

Les enroulements secondaires (stator) triphasés ont leurs extrémités libres. Les entrées sont reliées aux balais d'un même jeu b_1, b_2, b_3, les sorties à l'autre jeu de balais b'_1, b'_2, b'_3.

2° *Réglage de la F. É. M.* – La F. É. M. stator (secondaire) est proportionnelle au glissement. Par contre la F. É. M. entre les balais est, en valeur efficace, *indépendante de la vitesse* (puisque le flux tournant créé par l'enroulement rotor primaire tourne toujours à la même vitesse par rapport à l'enroulement rotor de réglage).

Mais cette F. É. M. entre les balais peut être modifiée :

a) En *valeur efficace* en décalant les balais symétriquement par rapport à une même ligne géométrique, puisque, ce faisant, on modifie le nombre de spires comprises entre les balais tels que b_1 et b'_1.

b) En *phase* par un décalage dissymétrique de ces balais. Cela tient au fait que la F. É. M. entre deux balais est maximale quand le flux tournant

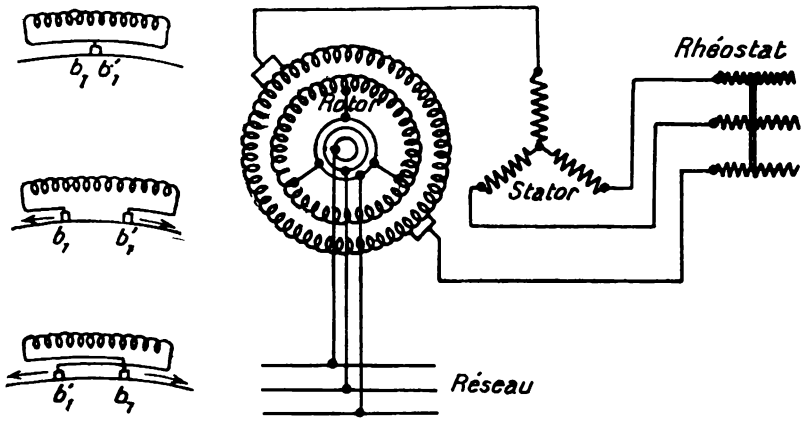


Fig. 6.37.

est perpendiculaire à la droite qui les joint, donc se confond avec leur axe de symétrie.

3° *Avantages.* — L'adjonction d'un enroulement de réglage et de deux couronnes porte-balais a donc permis d'éviter l'emploi d'un transformateur de réglage, de régler progressivement la F. É. M. E_r et par conséquent la vitesse du moteur, enfin de modifier en outre le déphasage de E_r et par conséquent de régler la compensation en même temps que la vitesse.

Ces avantages expliquent pourquoi le moteur à alimentation par le rotor (d'invention plus récente) est de beaucoup préféré au moteur à alimentation par le stator.

Moteur asynchrone synchronisé auto-excitateur. — Disposons sur le collecteur deux lignes de balais seulement par paire de pôles et relions-les à l'enroulement du stator comme l'indique la *figure 37* (montage analogue à celui de la source à courant continu alimentant les enroulements du rotor d'un moteur asynchrone synchronisé). Au synchronisme, le champ créé par l'enroulement triphasé rotor est fixe dans l'espace; donc la F. É. M. entre les balais est constante comme dans une dynamo à courant continu. Le stator est alimenté par un courant continu. La machine fonctionne en moteur asynchrone synchronisé, mais avec des rôles inversés pour le stator et le rotor.

Cette disposition convient pour les petits moteurs asynchrones synchronisés. Par le jeu du rhéostat du stator, la synchronisation se fait sans difficulté.

25. **Propriétés générales des moteurs triphasés à collecteur à caractéristique shunt.** – Les puissances maximales de ces moteurs sont limitées et sont d'autant plus faibles que les vitesses sont plus grandes. Cela tient à la commutation, rendue difficile par le fait que le flux est tournant et engendre une F. É. M. dans la section court-circuitée par un balai. Cette F. É. M. engendre un courant de circulation sous les balais et les échauffe : d'où la limitation nécessaire du flux par pôle et du nombre d'ampères-conducteurs de l'enroulement de réglage.

1° *Larges variations de vitesse sans réduction sensible de rendement.* – Désignons par g_0 le glissement dans une marche à vide, c'est-à-dire pour laquelle on a sensiblement $I_2 = 0$. Dans cette marche, la relation :

$$E''_2 = E'_2 \pm E_r = R_2 I_2 \pm E_r \ (^1)$$

devient sensiblement ($I_2 = 0$) :

$$E''_2 = \pm E_r \qquad \text{soit :} \qquad g' E_2 = \pm E_r$$

donc en faisant varier E_r de $+ E_2$ à $- E_2$ (E_2 = F. É. M. secondaire à l'arrêt), on peut régler le glissement g' entre $+ 1$ (vitesse nulle) et $- 1$ (vitesse double du synchronisme). Mais comme une trop large variation de E_r accroît, à puissance égale, le poids et le prix du moteur, on s'en tient, pour les moteurs de série courante à E_r (maximal) $= \pm 0{,}5\, E_2$, autrement dit à un réglage de la vitesse de 1 à 3 (^{2}) entre $0{,}5\, N_s$ et $1{,}5\, N_s$ (N_s = vitesse de synchronisme).

Précisons que ce rapport est celui des vitesses limites *à vide*. Les graphes de la *figure 32* montrent en effet qu'à couple égal la chute de vitesse (par rapport à la vitesse à vide) est d'autant plus grande que cette vitesse s'écarte davantage du synchronisme.

Le rendement du moteur qui, à puissance égale, est plus faible (en raison des pertes dans les enroulements et organes supplémentaires) que celui du moteur asynchrone (^{3}) est d'ailleurs faiblement affecté par ce réglage de vitesse. Il est d'autant meilleur que l'on s'écarte moins du synchronisme : c'est parce que, pour s'en écarter, on a dû accroître l'importance de l'enroulement de réglage et sa résistance s'ajoute à celle de l'enroulement du rotor.

2° *Bon couple spécifique.* – Au décollage, le courant secondaire I_2 est sensiblement réduit par la F. É. M. E_r (dont on règle la phase de façon à

(^{1}) Car on a $g' x_2 I_2 \approx 0$ (t. II, chap. XI, § 16).

(^{2}) C'est le réglage que l'on peut réaliser par action sur l'excitation du moteur shunt à courant continu.

(^{3}) Le rendement d'un moteur de 100 kW tombe de 90 % à 84 % quand on passe du modèle asynchrone ordinaire au type à collecteur shunt.

ce qu'elle soit opposée à la F. É. M. E'_2) et par l'impédance même de l'enroulement de réglage. Le *courant primaire* du moteur (véritable transformateur statique) *est réduit* dans le même rapport.

Par ailleurs, à la résistance de l'enroulement de réglage (relativement grande par rapport à sa réactance) s'ajoute celle des contacts des balais. Les circuits du rotor étant assez résistants, le *couple au décollage est accru.*

Le résultat est qu'avec des moteurs normaux on obtient $C_d/C_n = 1{,}5$ à 2 avec $I_d/I_n = 1{,}5$ environ (voir la *figure 32*). Le couple spécifique [t. II, XII, 1] est élevé.

3° *Facteur de puissance variable avec la charge et la F. É. M. de réglage.* — Le facteur de puissance est toujours supérieur à celui du moteur asyn-

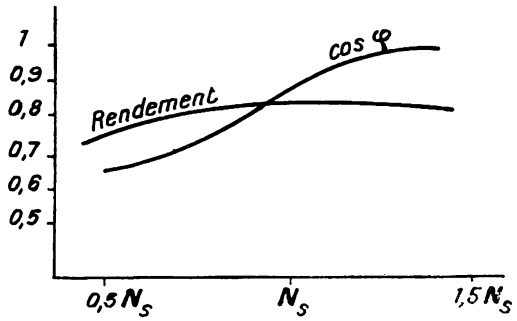


Fig. 6.38.

chrone de même puissance et de même vitesse. Il s'améliore quand la vitesse s'écarte du synchronisme :

a) Soit par l'effet de la charge : cela tient à un appel de puissance active;

b) Soit par l'effet de la F. É. M. de réglage : c'est parce qu'à l'hypersynchronisme la F. É. M. induite dans le secondaire est de phase opposée à celle de la F. É. M. engendrée à l'arrêt et le secondaire fonctionne comme une inductance négative (effet de capacité).

La *figure 38* donne la variation du rendement et du facteur de puissance du moteur triphasé shunt, à couple constant, en fonction de la vitesse.

4° *Possibilité de marche en générateur asynchrone.* — Lorsque, pour une position donnée de l'organe de réglage, c'est-à-dire pour une vitesse à vide déterminée, on applique au moteur, dans le sens de la rotation, un couple moteur, la machine devient génératrice asynchrone dès qu'elle franchit sa vitesse de couple nul. La démonstration de cette propriété ne diffère aucunement de celle que nous avons donnée [t. I, chap. 13] pour le moteur asynchrone ordinaire.

([1]) Le rendement d'un moteur asynchrone à demi-vitesse atteint à peine 45 % quand celui du moteur à collecteur de même puissance décroît de façon peu sensible entre 0,5 N_s et 1,5 N_s.

Les propriétés principales de la machine sont l'inverse de celles correspondant à la marche en moteur : c'est aux vitesses les plus élevées que les caractéristiques de couple et de facteur de puissance sont les moins avantageuses. La *figure 39* montre que les caractéristiques $C(N)$ sont, en génératrice, dans le prolongement des caractéristiques en moteur et fait apparaître que le couple maximal en génératrice a lieu pour les plus faibles vitesses.

Calage des balais à ne pas modifier sans précautions. – Dans le moteur asynchrone ordinaire, le courant primaire varie sensiblement, pour tous les fonctionnements, comme le courant secondaire. Cette relation est beaucoup moins rigoureuse pour le moteur à collecteur shunt.

En effet en décalant les balais on fait varier la phase de la F. É. M. de réglable E_r par rapport à la F. É. M. E'_2 (*fig. 31*). Le courant I_1 (ainsi que cos φ_1) s'en trouve modifié. On peut donc avoir un courant secondaire très intense alors que le courant primaire est normal. Par conséquent l'exploitant ne doit pas (sans contrôler directement le courant I_2 à l'ampèremètre) modifier soit le calage des balais du moteur à alimentation par le stator, soit les zones de décalage des balais du moteur à alimentation par le rotor.

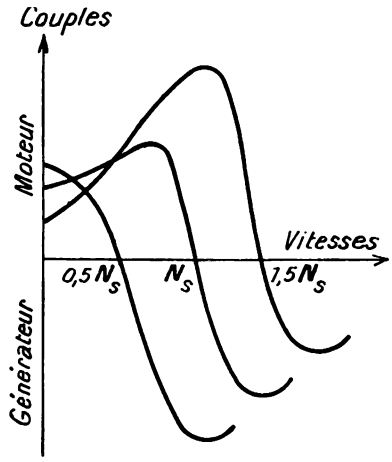


Fig. 6.39.

26. **Application : commande d'appareils dont la vitesse susceptible d'un réglage étendu doit varier faiblement avec la charge.** – Démarrant directement sans surintensité avec un bon couple, permettant le réglage facile, précis, économique de la vitesse, offrant la possibilité de commande à distance; le moteur triphasé shunt s'emploie avec avantage lorsque l'appareil entraîné doit fonctionner à des vitesses très diverses, mais variant peu avec la charge : c'est surtout le cas où cet appareil a un couple résistant à peu près indépendant de la charge : métier continu à filer, machine à papier, calandre. Il est également utilisé dans la commande de ventilateurs centrifuges, compresseurs, pompes centrifuges et à piston, ascenseurs, etc...

Mais les moteurs à collecteur ne sont plus guère construits à cause de la faible rapidité de leur réglage de vitesse et surtout de leur coût élevé. Ils sont remplacés par les variateurs de vitesse à semi-conducteurs (chap.).

CHAPITRE 7

PRINCIPAUX TYPES DE MACHINES UTILISÉES DANS LES SERVOMÉCANISMES

Il existe des machines étudiées pour s'intégrer dans des servomécanismes. Elles ont des caractéristiques particulières et leur *puissance* est *faible*.

Nous nous proposons d'exposer leur fonctionnement après avoir *rapidement* rappelé les notions essentielles sur les servomécanismes.

GÉNÉRALITÉS

1. **Exemple d'un servomécanisme de vitesse.** — Proposons-nous, étant donné un moteur M_1 à excitation séparée (*fig. 1*) entraînant une machine-outil,

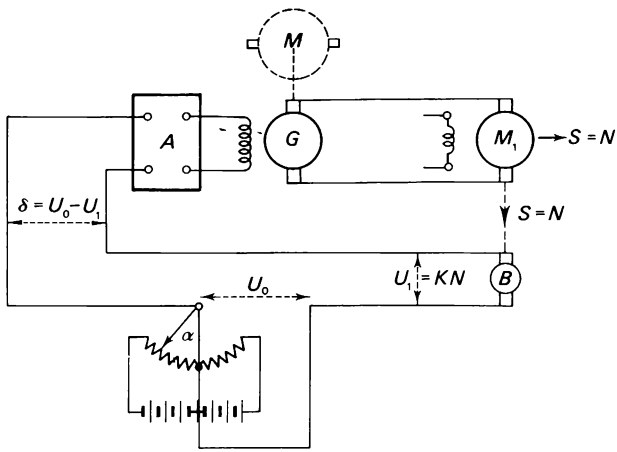


Fig. 7.1.

non seulement de régler sa vitesse, mais encore d'obtenir que cette vitesse se maintienne constante en dépit des variations de différents paramètres (température, couple résistant de la machine-outil, etc.).

Nous nous proposons, d'agir sur la tension d'alimentation du moteur et pour cela comme dans le groupe Léonard [5, 11] de régler la tension aux bornes de l'inducteur de la génératrice G.

Sur l'arbre du moteur M_1 nous manchonnons une génératrice tachymétrique B ([1]). Elle a, entre ses bornes, une tension $U_1 = KN$ proportionnelle à sa vitesse et est intégrée dans un circuit qui comporte un potentiomètre (délivrant une tension U_0) et l'entrée dans un amplificateur A. Si les tensions U_0 et U_1 sont en opposition on dispose, à l'entrée de A, de la tension $\delta = U_0 - U_1$. C'est cette tension amplifiée qui agit sur l'enroulement inducteur de la génératrice G. On voit donc que l'on peut :

1° Afficher la vitesse N_1 que l'on désire pour M_1, en faisant tourner le curseur du potentiomètre (action sur U_0).

2° Obtenir la correction automatique d'un écart de vitesse autour de N_1, puisque A délivre à l'inducteur de G une tension

$$\alpha\delta = \alpha(U_0 - U_1) = \alpha(U_0 - KN)$$

(avec α = facteur d'amplification de A) qui croît quand la vitesse N décroît.

2. **Généralisation. Grandeurs caractéristiques d'un servomécanisme.** — Tel est l'exemple d'un servomécanisme qui comporte d'une façon générale :

— une grandeur *de sortie* : ici la vitesse de M_1,

— un organe *transfigurateur* qui transforme la grandeur de sortie en une autre grandeur : dans l'exemple donné, c'est la génératrice tachymétrique qui transforme la vitesse N en tension U proportionnelle,

— la grandeur *d'entrée* qui est ici la tension U_0

— la chaîne *de réaction* (ici le circuit dans lequel agissent les tensions U_0 et U_1)

— la chaîne *directe* formée par le potentiomètre, l'amplificateur A, la génératrice G et le moteur M_1.

On peut schématiser un servomécanisme comme l'indique la *figure 2.*

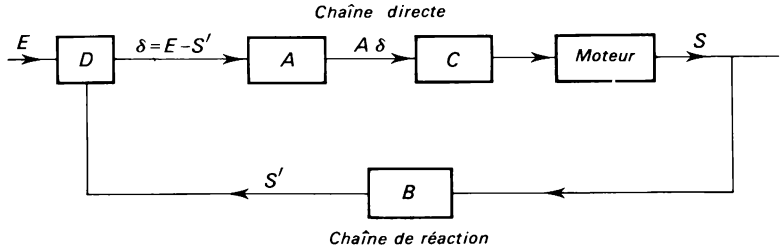


Fig. 7.2. — S = grandeur de sortie; B = transfigurateur; E = grandeur d'entrée; D = comparateur ou détecteur d'écart qui délivre δ (tension d'erreur); A, C, moteur = chaîne directe; A = amplificateur de commande.

([1]) Génératrice dont l'inducteur est un aimant permanent (voir § 5).

Dès qu'un écart ε (ou erreur) se manifeste entre la grandeur d'entrée affichée et la grandeur de sortie, l'amplificateur A fournit une puissance de commande qui a pour rôle de modifier la grandeur de sortie de façon convenable pour annuler l'erreur.

Dans l'exemple donné, la grandeur de sortie était une *vitesse*; nous donnerons des exemples de servomécanismes où elle est constituée par un *couple* ou un *angle*.

3. **Principales machines utilisées dans les servomécanismes.** – D'une façon générale elles sont de *faible puissance*, leurs *rendements* sont *médiocres*. Mais les qualités qu'elles doivent posséder sont différentes des précédentes et nous les exposerons plus loin.

Nous réunissons dans le tableau ci-dessous les principales machines utilisées dans les servomécanismes.

GÉNÉRATEURS TACHYMÉTRIQUES		MOTEURS			TÉLÉ-TRANSMETTEURS	
		Courant continu	Courant alternatif	A impulsions (pas à pas)	A courant continu	A courant alternatif
Courant continu	Courant alternatif diphasé	Ordinaire Moteur cloche A entrefer axial (1)	Diphasé à hystérésis	A réluctance variable Stéromoteur	A machines tournantes	Arbre électrique Différentiel Contrôle

Nous étudierons donc successivement les *générateurs*, les *moteurs* et les *télé-transmetteurs*.

GÉNÉRATEURS DE SERVOMÉCANISMES

4. **Génératrices tachymétriques.** – Ce sont des génératrices qui permettent la mesure d'une vitesse à partir de la mesure d'une tension.

1° *Génératrices à courant continu.* – Ce sont des machines dont le flux Φ – dû à un aimant permanent – est constant. En vertu de la formule de la F. É. M :

$$E = Nn\Phi/60 \qquad \text{(notations habituelles)}$$

la F. É. M. est proportionnelle à la vitesse de rotation N. En branchant entre ses bornes un voltmètre V, celui-ci absorbe un courant I et la tension $U = E - rI$ (r = résistance interne de la dynamo) ne peut être confondue avec la F. É. M. que si le

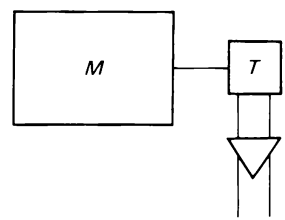


Fig. 7.3.

(1) Déjà étudié (chap. 4).

courant I dans le voltmètre est *très faible* ([1]). C'est pourquoi il est souvent nécessaire, pour mesurer ce courant d'utiliser (*fig. 3*) un amplificateur A à courant continu.

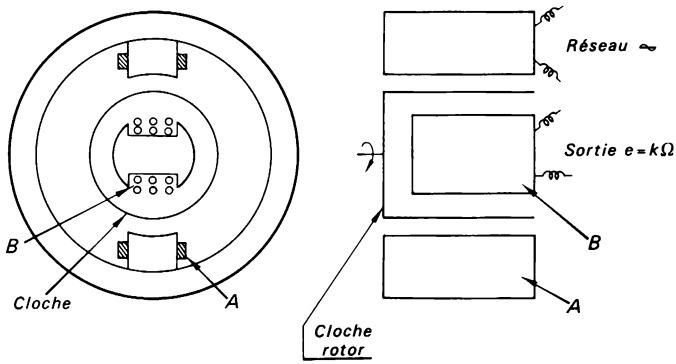


Fig. 7.4.

5. **Génératrices diphasées.** — La dynamo tachymétrique présente des inconvénients : intervention d'un collecteur, ondulations de la tension recueillie. C'est pourquoi on lui préfère généralement la génératrice diphasée *à induction.*

Entre un stator A alimenté à *fréquence constante* par le réseau et un autre organe *fixe* B placé à l'intérieur de A, on glisse un cylindre mince en cuivre (cloche) qui est entraîné par l'arbre dont on veut mesurer la vitesse (*fig. 4*).

L'organe B porte un enroulement dont l'axe est perpendiculaire au flux crée par A et qui, à l'arrêt du rotor-cloche, est le siège d'une F. É. M. nulle. Lorsque le rotor-cloche tourne, il est le siège de courants induits qui provoquent (réaction d'induit) une distorsion du flux créé par A. Il en résulte que la bobine de B est le siège d'une F. É. M.

Par construction, cette F. É. M. est rendue proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor-cloche. On a le double avantage de l'absence de collecteur et d'un faible moment d'inertie du rotor.

MOTEURS DE SERVOMÉCANISMES

6. **Particularités de ces moteurs.** — Ce sont les suivantes :

1° *Risques d'emballement* (moteur série) *négligeables* en raison de la croissance rapide des pertes en fonction de la vitesse.

2° Quand il s'agit de machines à caractéristiques *shunt*, leurs caractéristiques de vitesse $N(I)$ sont pratiquement *des droites* (*fig. 5*) ([2]).

([1]) D'autant plus que la résistance interne r de la dynamo est assez élevée.

([2]) D'équation $N = (U - RI)/n\Phi$ avec R = résistance interne du moteur.

3° *Couples* généralement plus importants que la *puissance* (surtout dans les moteurs lents) car c'est le couple qui fixe les dimensions, donc le *prix* de la machine.

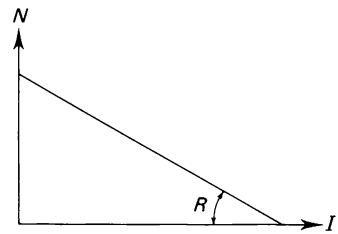


Fig. 7.5.

4° Associés très souvent à des *réducteurs de vitesse* qui permettent l'emploi de moteur à faible couple et réduisent le moment d'inertie J_c de la charge, moment vu du côté moteur ([1]).

Cependant on est parfois conduit à limiter ce rapport de réduction pour accroître le couple et obtenir plus de précision angulaire dans une commande de position.

7. **Fonctions de ces moteurs.** – On peut les appliquer à la mesure de différentes grandeurs.

1° *Moteur accéléromètre.* – Considérons la machine précédente dans une utilisation différente. La bobine A est alimentée en courant continu. Le rotor-cloche tournant est un induit qui crée un champ transversal dirigé suivant l'axe de B mais constant, tant que la vitesse du rotor ne varie pas.

Quand la vitesse du rotor varie, ce champ transversal variable induit dans B une F. É. M. e proportionnelle à sa *vitesse de variation.* Donc la F. É. M. e peut mesurer la vitesse de variation de la vitesse du rotor c'est-à-dire son accélération :

$$e = k\, \mathrm{d}^2\theta/\mathrm{d}t^2 \qquad (\theta = \text{angle de rotation})$$

2° *Moteur d'intégration.* – Dans la génératrice tachymétrique utilisée en moteur la vitesse à vide est proportionnelle à la tension U. Dès lors *l'angle de rotation* θ pendant un temps t est l'intégrale pendant ce même temps de la tension U appliquée. Le moteur fonctionne donc comme intégrateur.

3° *Moteur couple.* – On désigne sous ce nom tout moteur pour lequel la notion de vitesse disparaît devant celle du couple c'est-à-dire pour lequel la vitesse moyenne est très faible ou même nulle. C'est, par exemple le cas d'un moteur actionnant une tourelle de pointage. La vitesse moyenne de ce moteur doit être pratiquement nulle, mais l'accélération pour obtenir un positionnement déterminé peut être considérable.

8. **Critère de qualité d'un moteur de servomécanisme.** – Le moteur doit répondre rapidement aux commandes électriques. La vitesse de réponse (inverse de la constante de temps) est évidemment d'autant plus grande que le couple d'accélération

$$C = C_m - \Sigma C_r \qquad \text{(notations habituelles)}$$

est plus grand et que le moment d'inertie J de la partie tournante est plus faible.

([1]) Rappelons [t. II chap. 3] que si α désigne le rapport de réduction de la vitesse, ce moment d'inertie est $J'_c = J_c/\alpha^2$.

Comme on a :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C$$

l'accélération angulaire $d\Omega/dt$ est donnée par le rapport $\gamma = C/J$.

On réunit les deux qualités du moteur (fort couple, grande accélération angulaire) dans la notion de *critère de qualité* défini par

$$C\gamma = C\frac{d\Omega}{dt} = \frac{d}{dt}(C\Omega) = \frac{dP}{dt}$$

et que l'on pourrait appeler *vitesse d'accroissement de la puissance P.*

Ajoutons que les moteurs de servomécanismes sont généralement soumis à des régimes très variables et que leur cycle de fonctionnement doit être tel que leur température ne dépasse pas la valeur dangereuse pour leurs isolants (t. II, chap. 2).

9. **Moteurs à courant continu.** — Les micromoteurs à courant continu, lorsque leur puissance n'est pas trop faible et l'inertie des parties tournantes ne doit pas être trop réduite, sont construits comme des moteurs ordinaires à courant continu.

Dans le cas contraire, l'induit très léger est bobiné (*fig. 6*) en forme de cloche, le collecteur ne comporte qu'un nombre minimal de lames (souvent 3 seulement). Ces moteurs ont une puissance inférieure à 10 W, n'absorbent un courant que de quelques dizaines de milliampères et leur couple n'est que de quelques centaines de micronewtons-mètres.

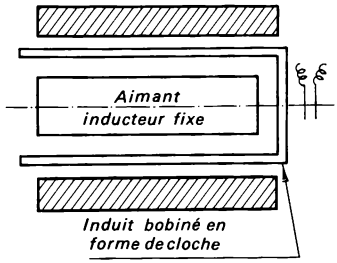


Fig. 7.6.

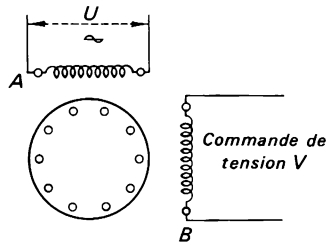


Fig. 7.7.

Mais plus récemment on a appliqué aux servomécanismes les *moteurs à entrefer axial* ou à induit plat que nous avons déjà décrits (chap. 4) et pour lesquels on apprécie la faible *constante de temps* électrique de l'induit, le *faible moment d'inertie* du rotor et par suite la possibilité d'obtenir des *accélérations* (ou des décélérations) importantes au moyen d'impulsions de courant ([1]).

([1]) Avec un moteur amorti entraînant par un tambour, une carte perforée, on effectue le démarrage et l'arrêt (pour la lecture de ces cartes) à la cadence de 100 par seconde.

10. **Moteur à courant alternatif diphasé.** – Nous l'avons mentionné [t. II chap. 12] à propos du réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone.

Il s'agit d'un moteur à cage résistante dont un enroulement stator (*fig. 7*) est alimenté à tension U constante, l'autre à tension V variable (de commande) l'ensemble créant un champ elliptique ([1]) et déterminant un couple pratiquement linéaire ([2]).

La *figure 8* donne la famille de graphes (paramètre V) de C en fonction de N. Le couple de démarrage est proportionnel à la tension de commande V. C'est un moteur simple, peu coûteux, robuste, ne nécessitant aucun entretien et par suite d'un emploi très fréquent dans les servomécanismes.

11. **Moteur à hystérésis.**

A. *Principe.* – Nous avons montré [II, chap. 2] que les pertes par hystérésis sont proportionnelles au nombre de cycles par seconde, soit à la vitesse de variation du flux. Par exemple dans un moteur asynchrone si l'on pose

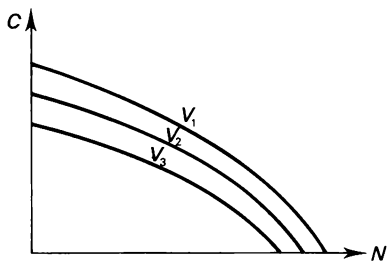


Fig. 7.8.

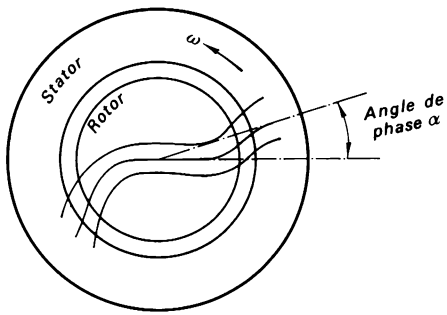


Fig. 7.9.

$\Omega' = \Omega_{\text{stator}} - \Omega_{\text{rotor}}$ (Ω désignant des vitesses angulaires) on peut exprimer les pertes par hystérésis dans les tôles du rotor par

$$P_H = k\Omega'$$

A ces pertes correspondent un couple dû au décalage α des lignes d'induction (*fig. 9*) entre le stator et le rotor, couple qui a pour expression

$$C_H = P_H/\Omega' = K = C^{te}$$

donc qui est constant et de plus :

- *positif* et *moteur* quand on a $\Omega_{\text{rotor}} < \Omega_{\text{stator}}$
- négatif et *résistant* quand on a $\Omega_{\text{rotor}} > \Omega_{\text{stator}}$

([1]) Induction directe $(B_{m_1} + B_{m_2})/2$ et inverse $(B_{m_1} - B_{m_2})/2$.
([2]) D'autant plus faible que l'induction inverse est plus grande.

Il s'inverse donc au synchronisme et peut être représenté, en fonction de la vitesse par la figure 10.

B. *Propriétés.*

a) Il *démarre seul* puisque le couple est constant.

b) Il tend toujours à *revenir au synchronisme.*

c) Il peut *rester au synchronisme.* A ce moment on a $C_H = 0$, mais le rotor aimanté s'accroche au champ tournant (fonctionnement en moteur synchrone) et, en cas de décrochage est ramené au synchronisme par le couple d'hystérésis.

C. *Constitution.* — Le moteur à hystérésis a donc un stator polyphasé ordinaire de moteur asynchrone, un rotor massif en substance magnétique de large cycle d'hystérésis. Comme le bobinage du stator est délicat on préfère parfois bobiner le rotor (auquel le courant est amené par bagues et balais) et l'entourer par un anneau en métal magnétique (rôles du stator et du rotor inversés).

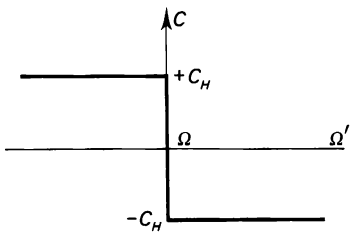


Fig. 7.10.

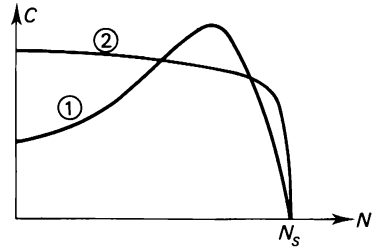


Fig. 7.11.

1. Moteur à induction.
2. Moteur à hystérésis.

D. *Caractéristique C(N).* — En raison du couple asynchrone qui s'exerce à l'hyposynchronisme et qui s'ajoute au couple dû à l'hystérésis cette caractéristique n'est pas rectangulaire (*fig. 11*).

Le courant de démarrage n'est pas très élevé ($1{,}5\,I_n$) son rendement est de l'ordre de 0,75 et il démarre seul.

E. *Applications.* — Il est très employé dans l'industrie textile, l'entraînement de tambours de lecture rubans, disques et, en chronométrie pour le comptage du temps.

12. **Moteurs lents.** — Ce sont des moteurs qui, recevant des impulsions de courants unidirectionnels, passent rapidement et subitement d'une position à la suivante comme la roue à rochet qui, dans une horloge, tourne d'une dent quand l'échappement à ancre le permet.

1° *Moteur à réluctance variable.* – Soit un stator (*fig. 12*) comportant une bobine *B* alimentée en courant alterné. Le rotor est cylindrique et constitué par un *aimant permanent*. L'entrefer est variable, assurant une position de réluctance minimale dans laquelle le rotor tend à se placer. Si on inverse le courant dans la bobine *B*, l'aimantation du stator change de sens *mais non celle du rotor* qui a un champ coercitif très élevé. Dès lors le rotor effectue un demi-tour (*fig. 13*). On agit donc sur la vitesse de rotation par la fréquence des inversions du courant dans *B*.

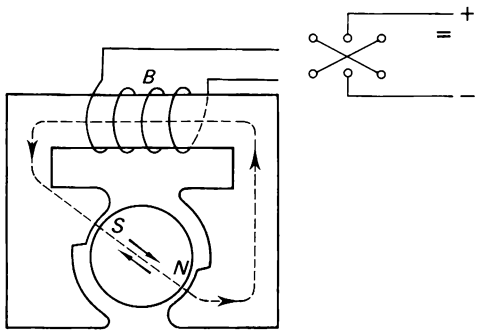


Fig. 7.12.
Position de réluctance minimale.

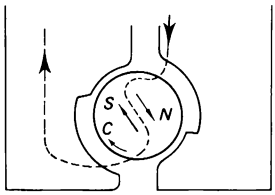


Fig. 7.13.
Position de réluctance maximale.

On peut aussi procéder par coupures périodiques d'un courant unidirectionnel. Il suffit (*fig. 14* et *15*) de disposer sur le stator un petit aimant *A'* shunté par une dérivation magnétique qui comporte un entrefer *e*. On voit que l'interruption du courant dans les bobines *B* inverse le flux dans le rotor qui tourne alors d'un demi-tour.

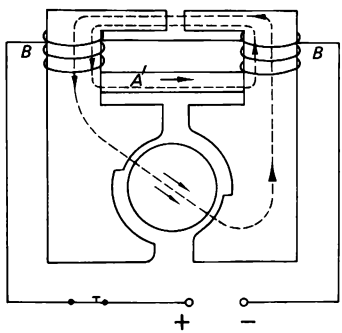


Fig. 7.14.

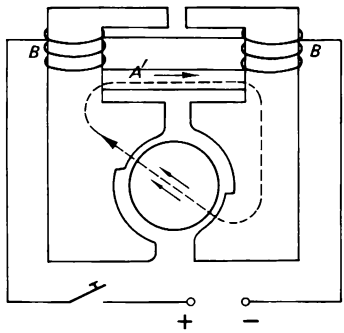


Fig. 7.15.

REMARQUE. — Nous avons raisonné sur un stator à 2 pôles, mais le plus souvent le stator et le rotor sont multipolaires (*fig. 16* et *17*). Avec $2p$ pôles, le moteur, à chaque impulsion tourne de $1/2p$ tour. On parvient en aimantant le rotor par un très fort courant, à créer les pôles du rotor cylindrique et ceux-ci sont insensibles aux champs démagnétisants.

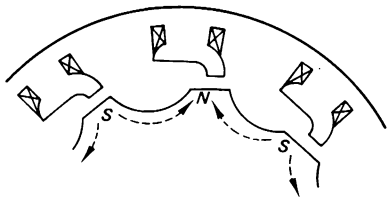


Fig. 7.16.

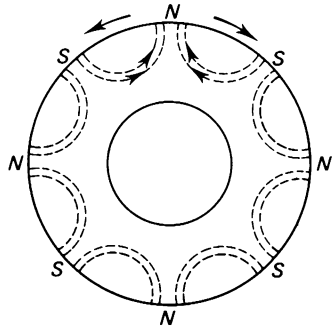


Fig. 7.17.

2° *Stéromoteur.* — C'est un moteur *lent* basé sur le mouvement hypocycloïdal d'un rotor de rayon R roulant *sans glissement* à l'intérieur d'un cylindre stator de rayon $R_{st} > R$ (*fig. 18*). Soit ω la vitesse de rotation du centre C_1 du rotor ou aussi bien, du point de contact A du stator et du rotor

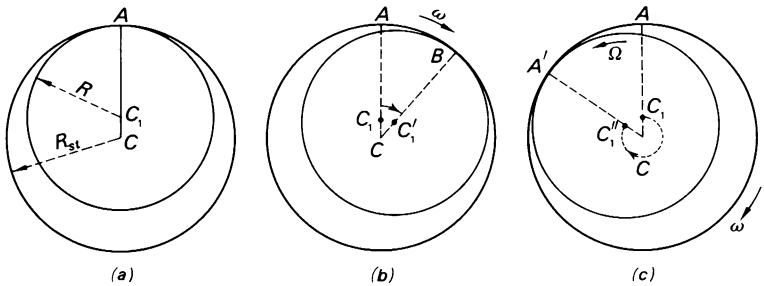


Fig. 7.18.

On voit que, lorsque le rotor a fait un tour complet, son point de contact initialement en A prend la position A' telle que

$$\widehat{AA'} = 2\pi R_{st} - 2\pi R = 2\pi(R_{st} - R)$$

Le centre C_1 du cercle rotor s'est déplacé sur un cercle de rayon

$$CC_1 = R_{st} - R = r$$

Le point de contact tourne lentement dans le sens *opposé* à la rotation du rotor avec la vitesse angulaire Ω. Dans une seconde il parcourt $R\Omega$. Le centre C_1 effectue, dans le même temps le parcours $C_1C''_1 = r\omega$. Ces deux parcours sont égaux puisque le roulement s'effectue sans glissement.

On a donc

$$R\Omega = r\omega \qquad \text{d'où} \qquad \Omega = \omega \,.\, r/R$$

Cette vitesse Ω peut donc être *extrêmement lente* par rapport à ω.

Le rotor est un aimant cylindrique (*fig. 19*) produisant un flux axial et tournant dans un stator diphasé générateur d'un champ tournant à la vitesse angulaire ω. Il n'y a pas de paliers : le rotor est simplement limité dans ses déplacements par deux galets caoutchoutés *roulant* avec une petite excentration sur deux chemins circulaires solidaires du stator.

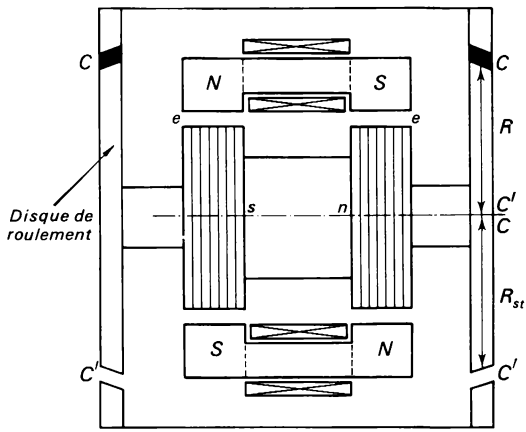


Fig. 7.19.

A l'arrêt le rotor aimanté tend à coller en un point de l'entrefer. Quand le stator est alimenté par des courants diphasés, l'entrefer tend à devenir minimal suivant la direction prise par le champ résultant du champ tournant et du champ de l'aimant. C'est ainsi qu'il roule à la vitesse angulaire Ω qui *peut être très faible*.

Dans ce moteur deux modes d'alimentation sont possibles :

a) *Par courants diphasés.* A cet effet, le stator porte une phase principale (*fig. 20*) constituée par deux bobines BB' en série et une phase auxiliaire bb' en parallèle mais mises en série avec une capacité [1].

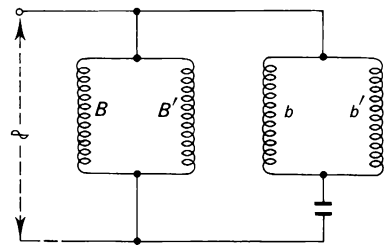


Fig. 7.20.

b) *Par courant continu pour fonctionner en pas à pas.*

En utilisant des commutateurs généralement électroniques, on réalise successivement les opérations suivantes (*fig. 21*) :

1. Alimentation des bobines 1 et 3 (qui donnent un champ d'induction B_1 bloquant le rotor vers 1) et simultanément charge du condensateur C.

2. Décharge de C dans les bobines 2 et 4. Elles donnent un champ d'induction B', mais celui-ci se combine avec le champ B_1 (dû au courant de 1 et 3

[1] Comme dans le moteur asynchrone monophasé à condensateur [t. II chap. 13].

prolongé par autoinduction) pour produire un champ glissant qui donne une impulsion au rotor.

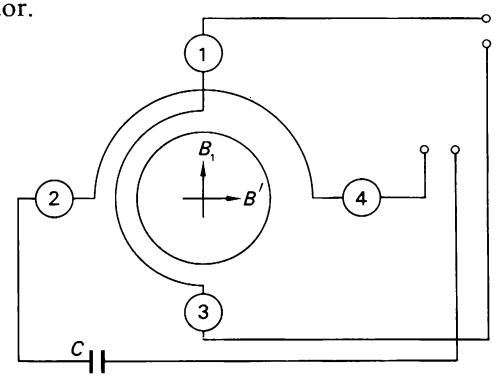


Fig. 7.21.

3. Alimentation de 2 et 4 et charge de *C*. Le bloquage a lieu en 2, etc.

On peut ainsi obtenir avec une très grande précision jusqu'à 200 positions par tour du rotor.

TÉLÉTRANSMETTEURS

Ce sont des appareils qui permettent de reproduire à distance des grandeurs telles que la vitesse, le couple et plus généralement une position angulaire. Ils peuvent fonctionner soit en courant continu, soit en courant alternatif.

TÉLÉTRANSMETTEURS A COURANT CONTINU

Il en existe de plusieurs types. Donnons comme exemple celui qui est le plus fréquemment employé ([1]) et qui permet de transmettre à distance une *position* (télé-indication) ou un *mouvement* (télé-commande synchrone).

13. **Télétransmetteur utilisant des machines tournantes.** — Le *transmetteur* est un moteur dérivation auquel on a ajouté 3 balais portant sur le collecteur

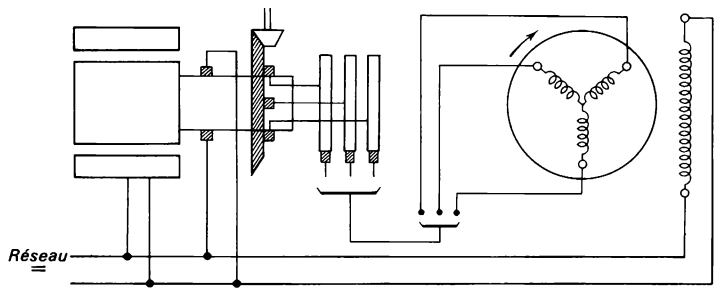


Fig. 7.22.

([1]) Connu sous le nom de transmetteur S[t] Chamond Granat.

(*fig. 22*), calés à 120° et reliés à des bagues. Comme on peut entraîner l'ensemble de ces balais par un engrenage tronconique, on recueille entre les bagues 3 tensions triphasées dont la fréquence est liée à la vitesse de rotation des balais.

Ces tensions triphasées sont appliquées aux 3 bagues du rotor triphasé au *récepteur* qui comporte un inducteur alimenté par le réseau à courant continu et qui fonctionne donc comme un *moteur synchrone.*

On voit que tout se passe comme si les rotors de l'émetteur et du récepteur étaient *mécaniquement liés* (1).

Dès lors ce système permet une transmission de position aussi bien que de mouvement et un seul émetteur peut actionner plusieurs récepteurs.

B. TÉLÉTRANSMETTEURS A COURANT ALTERNATIF

14. **Arbre électrique.** – Nous avons [t. I chap. 13] expliqué sous le nom d'*arbre électrique* le fonctionnement d'un télétransmetteur qui lie les mouvements des rotors de deux moteurs asynchrones.

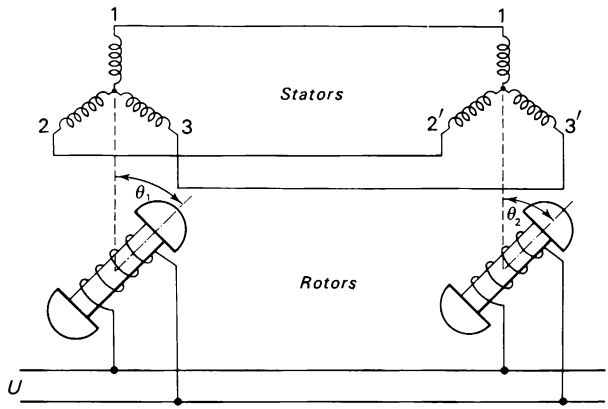


Fig. 7.23.

Ces rotors peuvent être monophasés comme l'indique la *figure 23.* Les deux machines n'ont généralement que deux pôles. Toute indication du transmetteur est répétée par le récepteur.

15. **Télétransmetteur différentiel.** – Dans le système précédent les courants parcourant les fils de liaison des stators sont dus à la différence des F. É. M.

$$\theta = \theta_1 - \theta_2 \text{ des rotors.}$$

(1) Afin que le courant de circulation entre les deux rotors soit pratiquement nul.

Pour annuler ces courants, il suffit de créer une F. É. M. opposée à la précédente. Dès lors si on dispose (*fig. 24*) entre les stators une troisième machine dite *différentielle* dont le stator et le rotor sont respectivement alimentés par le stator du transmetteur et le stator du récepteur, le courant entre les deux stators fait tourner le rotor de la machine différentielle jusqu'à ce qu'elle crée une F. É. M. annulant ce courant de circulation, donc l'angle θ qui en est la cause.

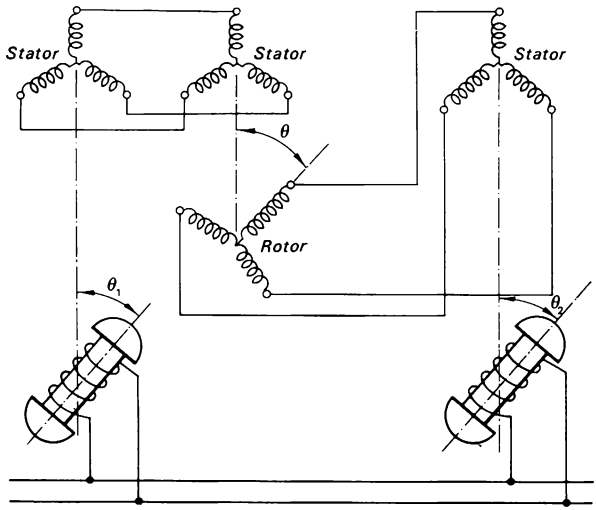


Fig. 7.24.

Et si les rotors tournaient à des vitesses ω_1 et ω_2 le rotor du « différentiel » tournerait à la vitesse $\omega' = \omega_1 - \omega_2$. On peut donc, à l'aide de cet appareil, mesurer la différence des indications de deux appareils (par exemple la différence des indicateurs de niveaux de deux réservoirs). D'autre part la rotation du différentiel peut agir sur un appareil de réglage (potentiomètre, rhéostat de champ, couronne porte-balais, etc.).

16. **Trigonomètre (« Résolver »)** [1]. — De nombreuses applications (radars, calculatrices) nécessitent un changement de coordonnées :

— soit de coordonnées polaires en cartésiennes,

— soit de coordonnées cartésiennes en coordonnées cartésiennes d'axes différents.

L'appareil permettant ce changement comporte (*fig. 25*) au stator et au rotor deux enroulements dont les axes sont rectangulaires. La rotation maximale du rotor étant $\pi/2$ les connexions avec celui-ci peuvent être réalisées par des fils souples.

[1] Resolver = appellation anglo-saxonne.

1° *Transformation des coordonnées polaires en cartésiennes.* – Une tension d'entrée R est appliquée à un seul des enroulements stator qui fixe la direction du flux Φ. Les deux enroulements rotor rectangulaires sont le siège de F. É. M.

$$X = R \cos \theta \qquad \text{et} \qquad Y = R \sin \theta$$

2° *Changements d'axes de coordonnées cartésiennes.* – Supposons connues les coordonnées X et Y d'une tension R par rapport aux axes OX et OY (*fig. 26*).

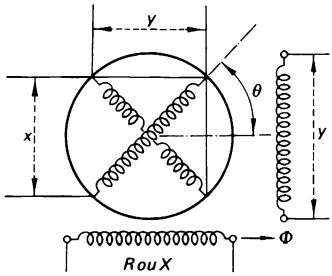


Fig. 7.25.

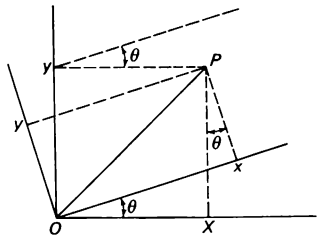


Fig. 7.26 ([1]).

Appliquons ces tensions X et Y respectivement aux bobines stator. La bobine marquée x est alors le siège d'une F. É. M. (*fig. 26*) :

$$x = X \cos \theta + Y \sin \theta$$

et la bobine marquée y aura la F. É. M.

$$y = -X \sin \theta + Y \cos \theta$$

Dès lors, en faisant tourner le rotor de l'angle θ, on obtient les tensions coordonnées rectangulaires de la tension R, mais dans un système d'axes qui a tourné de l'angle θ.

17. **Moteur à effet Hall.** – C'est un moteur sans collecteur qui, pour le moment, n'existe qu'en faible puissance (de l'ordre du watt) mais qui pourra atteindre des puissances plus élevées. Il comporte trois parties (*fig. 27*).

1° Un *resolver* de commutation à effet Hall avec un stator constitué par une couronne en alliage magnétique fendue longitudinalement par des entrefers dans lesquels viennent se loger des générateurs à effet Hall ([2]). La forme du rotor (aimant à deux pôles) est étudiée de façon que l'induction magnétique dans l'entrefer varie sinusoïdalement en fonction de la position angulaire du rotor.

2° Un moteur dont le stator est bobiné et le rotor constitué par un aimant permanent.

([1]) Le vecteur $\overrightarrow{OP}$ représente la tension R.

([2]) Voir tome I chap. 14.

3° Des amplificateurs intermédiaires entre les plaquettes à effet Hall et les bobines stator du moteur.

Les deux aimants tournants sont calés sur l'arbre de l'appareil et décalés de 90°.

Les plaquettes de Hall sont alimentées en courant continu en M et N (courants de commande). Les deux enroulements P et Q du stator du moteur sont donc alimentés par des tensions de Hall sinusoïdales et déphasées de 90°. Dès lors le moteur fonctionne en moteur diphasé.

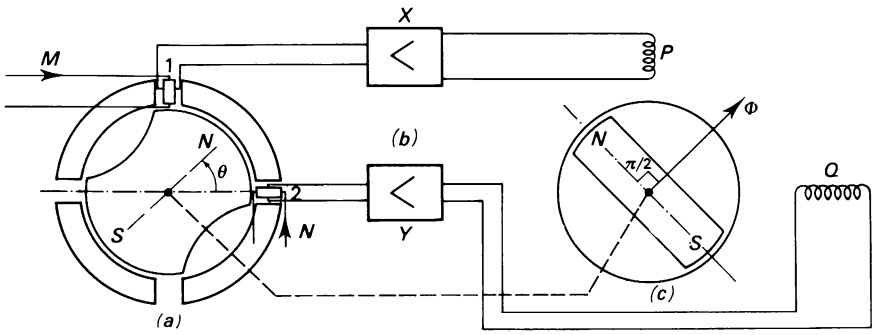


Fig. 7.27.

a) Résolver de commutation ; *b*) Amplificateurs ; *c*) Élément moteur.

L'existence des amplificateurs est justifiée par la faiblesse des courants de l'effet Hall. Ces amplificateurs ([1]) exigent évidemment, eux aussi, de l'énergie venant de l'extérieur. Il faut donc admettre dans les amplificateurs (mécaniquement intégrés dans le moteur) un courant de la source qui alimente déjà le résolver de commutation.

La caractéristique mécanique $C(N)$ de ce moteur varie suivant que les amplificateurs délivrent.

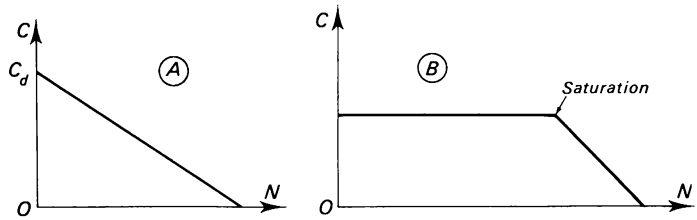


Fig. 8.28.

a) Des *tensions* proportionnelles aux tensions des sondes de Hall. Dans ce cas la caractéristique $C(N)$ est de la forme du schéma *A* (*fig. 28*) car la F. C. É. M. du moteur réduit le courant dans ses enroulements.

([1]) Qui peuvent être à transistors (chap. 8).

b) Des *courants* proportionnels aux tensions des sondes. Le flux résultant dans le moteur reste constant et l'on obtient un couple constant (schéma *B*) jusqu'à la saturation des amplificateurs après quoi le courant diminue quand la vitesse augmente.

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques de moteurs à effet Hall déjà réalisés.

ENTRÉE DE COMMANDE SUR SONDES	ALIMENTATION DES AMPLIFICATEURS	SORTIE MÉCANIQUE
Tension : de 0 à ± 4 V Puissance : 0 à 300 mW	Tension de 0 à ± 4 V Puiss. max. 7 W Puiss. délivrée 3 W	*C* démarrage 100 cm-g Vitesse à vide 3 000 tr/mn $P_{u\ max}$: 0,6 W

CHAPITRE 8

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

1. Classification des semi-conducteurs :

Avant d'aborder les montages fondamentaux de l'électronique de puissance, et les fonctions qu'elle permet de réaliser, il nous a paru nécessaire de dresser sommairement le rappel des propriétés principales de certains composants électroniques. Le lecteur soucieux de compléter ses connaissances pourra se reporter à un ouvrage plus approfondi.

Les comportements intéressants sont essentiellement non-linéaires (les composants n'obéissent plus à la loi d'Ohm). On distinguera entre autres les composants par leur particularité de conduction, traduite par leur caractéristique courant-tension :

- unidirectionnelle (diode),
- unidirectionnelle et commandée (thyristor),
- bidirectionnelle avec seuil (diode Zener, diac),
- bidirectionnelle commandée (triac).

L'emploi des transistors pourra se faire en petits signaux, dans les boucles de retour d'asservissement par exemple, ou en commutation dans les circuits de puissance. Ce dernier cas s'avère très avantageux au point de vue du rendement des montages; ceci justifie entre autres l'incorporation de composants passifs réactifs (inductance, condensateur) dont on exploitera surtout la continuité de l'énergie qui leur est associée.

CLASSIFICATION DES SEMI-CONDUCTEURS

COMPOSANTS :	*FONCTIONS PRINCIPALES :*
Diode à jonction	Redressement
Diode Zener	Référence de tension
Diac	Impulsions de courant
Transistor à jonction	Amplification Commutation
Transistor à effet de champ	Amplification
Thyristor	Redressement commandé unidirectionnel
Triac	Courant commandé bidirectionnel
Transistor unijonction	Impulsions de courant

DIODE

2. **Diodes à jonction.** – Elles ont supplanté toutes les autres diodes. Rappelons [1] qu'une *jonction* est la région de transition entre deux couches de semi-conducteurs qui ont des propriétés différentes.

a) *Silicium du type P* dont la conductivité est assurée par déplacement de *trous positifs* (emplacements vides laissés dans certains atomes par la perte d'un électron). Les électrons sont, dans ce cas, des porteurs *minoritaires*.

b) *Silicium du type N* dont la conductivité est assurée par des *électrons* en surnombre dans les atomes. Ce sont les porteurs *majoritiares*.

Quand la jonction *PN* est polarisée dans le sens direct (*fig. 2*) un courant important prend naissance et circule dans le sens de la flèche. Il est dû principalement au déplacement des porteurs majoritaires (électrons).

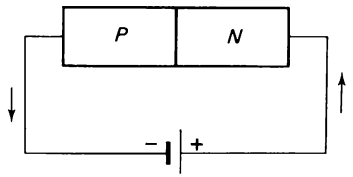


Fig. 8.1. – Faible courant inverse.

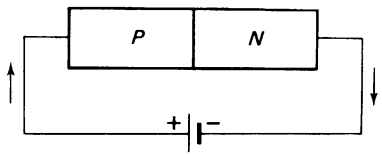


Fig. 8.2. – Courant direct.

Quand la jonction est polarisée en sens inverse (*fig. 1*) le courant qui circule dans le sens opposé au précédent est *beaucoup plus faible* car il est dû uniquement aux porteurs minoritaires.

Il y a donc pratiquement à travers la diode, une conductibilité unidirectionnelle. On dit que la jonction est *bonne conductrice* dans un sens et *bloquante* dans l'autre.

3. **Caractéristique courant-tension.** – Le graphe du courant I direct et inverse en fonction de la tension U (positive et négative) appliquée entre les électrodes est donné par la *figure 3* dans laquelle les échelles utilisées pour les grandeurs directe et inverse sont *très* différentes. Ce graphe montre que :

a) Le courant *direct*, très faible tout d'abord croît brusquement à partir d'une tension V_s d'environ 0,6 V appelée *tension seuil*. De façon précise cette tension seuil est au point de rencontre de l'axe des tensions et du prolongement de la partie rectiligne de la caractéristique directe. La diode joue donc le rôle d'un interrupteur *ouvert* si $V < V_s$ et *fermé* si $V > V_s$.

[1] V. Cours d'Électronique.

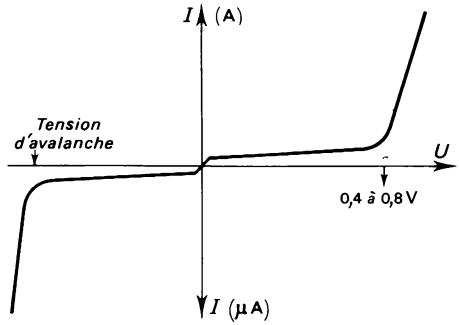


Fig. 8.3.

b) A partir de la tension seuil, le courant croît rapidement de façon linéaire. La puissance convertie en chaleur dans la diode (volume très faible) est telle que la diode risque d'être détruite par une surcharge même très brève.

c) En polarisation inverse le courant est très faible (négligeable dans les redresseurs de puissance), mais, à partir d'une certaine tension dite tension de *Zener* (*fig. 3*) de *claquage* ou d'*avalanche* ce courant croît fortement et brutalement ([1]).

Diodes à métal et semi-conducteur. — Quand on dépose une couche de semi-conducteur sur une plaque métallique, il se produit une diffusion d'électrons de l'un des corps vers l'autre. Si le semi-conducteur est du type *N*, une charge négative apparaît dans le métal et une charge positive dans le semi-conducteur.

De la barrière de potentiel, qui en est l'effet, résulte que l'ensemble se comporte comme une diode à jonction dont le sens passant est le sens métal-semi-conducteur et les caractéristiques analogues à celles des diodes à jonction.

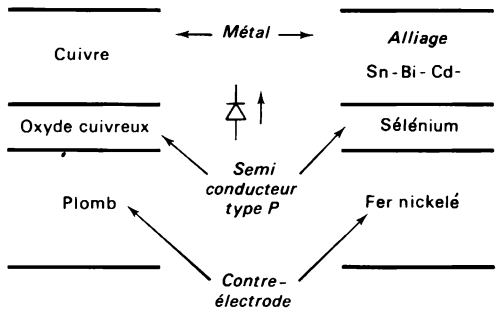


Fig. 8.4.

([1]) Le point anguleux du graphe (*fig. 8.3*) est appelé *coude de Zener*. Rappelons que cette propriété est appliquée à la stabilisation d'une tension.

La *figure 4* se rapporte aux redresseurs à sélénium et à oxyde cuivreux. Ils comportent une contre-électrode (plomb ou fer nickelé) qui assure une répartition uniforme du courant dans le contact redresseur ainsi qu'une meilleure évacuation de la chaleur.

Ces diodes sont employées dans le redressement des courants industriels lorsque l'encombrement (supérieur à celui des diodes à jonction) ne constitue pas un inconvénient.

TRANSISTOR

4. **Définition. Représentation.** – Un transistor est un élément semi-conducteur qui comporte *deux régions de même type de conductibilité* séparées par une région de type opposé. Il est du type *NPN* (*fig. 5*) ou *PNP*. Il n'y a pas entre eux de différence majeure, à part les signes des grandeurs continues.

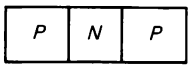
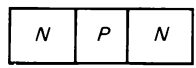


Fig. 8.5*a*.



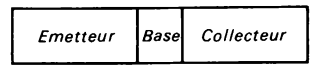


Fig. 8.5*b*.

Les deux régions extrêmes sont appelées, l'une *émetteur E*, l'autre *collecteur C*. La région intermédiaire s'appelle *base* (*fig. 5*).

La représentation symbolique du transistor *PNP* est donnée par la *figure 6* et celle du transistor *NPN* par la *figure 7*.

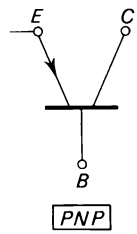


Fig. 8.6

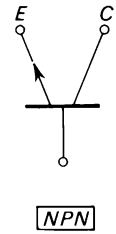


Fig. 8.7.

Il semble, à première vue que l'ensemble doit se comporter comme deux diodes en opposition (*fig. 8*).

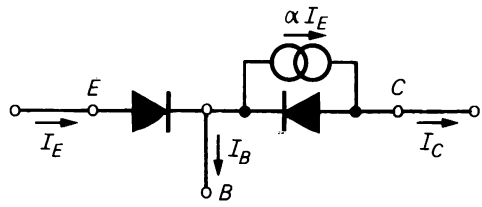


Fig. 8.8.

5. **Effet transistor.** – Un transistor en conduction normale, ou fonctionnement linéaire, est caractérisé par :

- une jonction base-émetteur polarisée dans le sens passant $V_{BE} \simeq 0{,}6$ volt,
- une jonction collecteur-base polarisée dans le sens bloqué $|V_{CB}|$ plusieurs volts,
- la presque égalité des courants collecteur et émetteur,
- la proportionnalité des courants base et émetteur :

$$I_C = \beta I_B \quad \text{avec} \quad \beta \simeq 200 \quad \text{et} \quad I_E = I_C + I_B \simeq I_C.$$

Le fait inattendu est l'existence d'un fort courant inverse de la jonction $C.B.$ Ceci est dû à ce que les porteurs de charge, injectés dans la base (et qui constituent le courant d'émetteur) n'ont pratiquement pas la possibilité de se recombiner, et sont par contre attirés dans la zone de collecteur. D'un point de vue technologique, on doit réaliser une base à la fois peu dopée et très mince (plus petite que la longueur de diffusion des porteurs minoritaires dans la base).

Tout se passe comme si la diode Collecteur-Base était shuntée par une source idéale de courant $I_C = \alpha I_E = \beta/(\beta + 1)\, I_E$. Ces résultats apparaissent sur la *figure 8* pour un p.n.p.

Vis-à-vis des signaux, un transistor monté en amplificateur se comporte côté entrée comme une résistance moyenne de quelques kΩ et côté sortie comme une source de courant commandée par le courant variable de base (*fig. 9*).

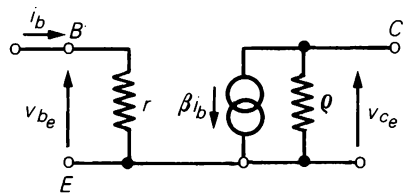


Fig. 8.9.

En électronique de puissance, le transistor est surtout utilisé en commutation, où il passe alors de l'état bloqué à l'état saturé :

– *BLOCAGE :* les courants sont pratiquement nuls. La tension V_{BE} est proche de zéro, ou de signe contraire à celle du fonctionnement normal (> 0 pour un p.n.p. et < 0 pour un n.p.n.).

– *SATURATION :* le courant collecteur est limité par le circuit extérieur et il y a un excès relatif de courant base. Les deux jonctions sont alors en polarisation directe.

On a alors $V_{CE} \simeq 0$ volt jusqu'à 0,2 volt.

$|V_{BE}| \simeq 1$ volt ainsi que $|V_{CB}|$

$$I_C < \beta I_B$$

Grâce à l'application d'une tension variable sur la base, et avec une faible consommation de puissance, on pourra alimenter ou non une charge placée sur le collecteur du transistor. Celui-ci a alors le rôle de relais statique, ou d'interrupteur commandé (*fig. 10*).

La tension collecteur prenant les valeurs extrêmes 0 ou E volts, on peut leur attribuer des niveaux logiques 0 ou 1 et réaliser sur ce principe des fonctions fondamentales de logique combinatoire.

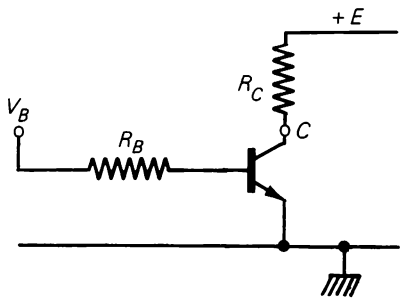


Fig. 8.10 *a*.

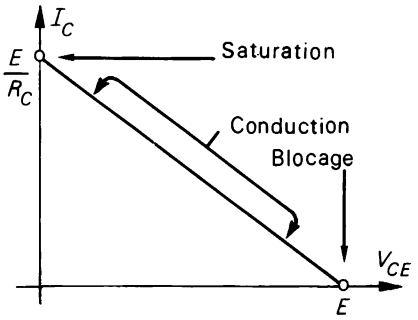


Fig. 8.10 *b*.

6. **Transistor unijonction** (UJT). — Il est constitué par un barreau de silicium du type N (*fig. 11*) de grande résistance (5 à 20 kΩ) métallisé à chaque extrémité. La métallisation assure la prise de contact avec le circuit extérieur et constitue *les bases* du transistor.

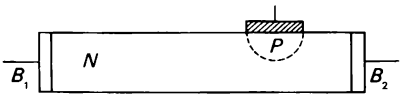


Fig. 8.11.

Près d'une des bases un semi-conducteur du type P est incrusté dans le silicium et forme une jonction appelée *émetteur*. La représentation symbolique d'un transistor UJT est donnée par la *figure 12*.

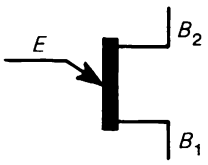


Fig. 8.12. — Représentation symbolique d'un transistor UJT.

Réalisons le montage de la *figure 13*. Appliquons une tension croissante entre la base B_1 et l'émetteur en respectant la polarité indiquée. Lorsque le potentiel de l'émetteur est supérieur à celui de la portion N qui l'environne, c'est-à-dire quand on a (*fig. 12*)

$$V_E > V_{B_1B_2} \times [R_{B_1}/(R_{B_1} + R_{B_2})]$$

(R_{B_1} = résistance entre B_1 et l'émetteur; R_{B_2} résistance entre base B_2 et l'émetteur) la jonction polarisée en direct, devient subitement conductrice et la source V_E débite un courant I_E qui provoque la diminution de la résistance R_{B_1}. Les courants I_B et I_E ne sont limités que par les résistances R et r des circuits.

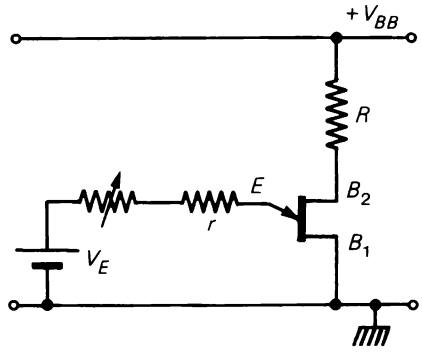


Fig. 8.13.

7. **Caractéristique d'émetteur d'un transistor UJT.** — Désignons par η le rapport $R_{B_1}/(R_{B_1} + R_{B_2})$ appelé *rapport intrinsèque de tension.*

Tant que l'on a $V_E < \eta V_{BB}$ la jonction B_1 émetteur, polarisée en *inverse*, n'est parcourue que par un faible courant.

Dès que l'on a $V_B > \eta V_{BB}$ la jonction se trouve polarisée en *direct* et fournit au silicium des charges positives qui sont attirées sur B_1, d'où la diminution de la résistance entre l'émetteur et B_1. Cette diminution est d'autant plus grande que I_E est plus intense. Le graphe $V_E(I_E)$ présente une région de résistance négative comprise entre la tension maximale ou *pic* et la tension minimale $V_{E\min}$ appelée *vallée.*

La caractéristique d'émetteur d'un transistor UJT présente 3 régions de fonctionnement possible.

a) La région à gauche du pic qui correspond à l'état *bloqué.*

b) La région entre le pic et la vallée qui représente la caractéristique négative du transistor débloqué. Le courant émetteur n'est limité que par le circuit extérieur qui peut être ainsi le *siège d'impulsions.*

c) La région située au-delà de la vallée qui correspond à une zone de saturation. La tension de pic est fonction de la tension entre bases (*fig. 14*).

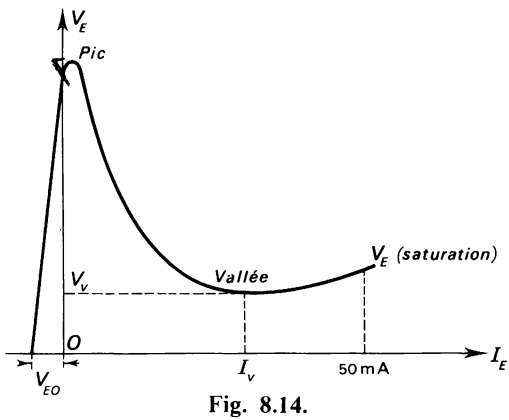


Fig. 8.14.

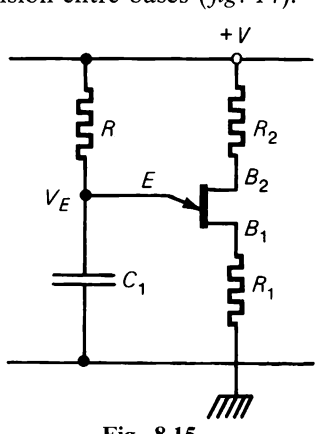


Fig. 8.15.

Exemple d'application d'un transistor UJT. — Le circuit de base utilisé pour le déclenchement des thyristors est un simple montage à relaxation tel que celui de la *figure 15*. La capacité C_1 est chargée à travers la résistance R jusqu'à la tension de pic V_P d'un transistor unijonction UJT. A ce moment l'UJT bascule et décharge C_1 à travers R_1. Lorsque la tension de l'émetteur de l'UJT tombe à 2 V environ, l'émetteur cesse de conduire. Le transistor unijonction se bloque et le cycle recommence. La période T d'oscillation qui est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation et de la température est fonction de la constante de temps RC_1 et de η (rapport intrinsèque de tension).

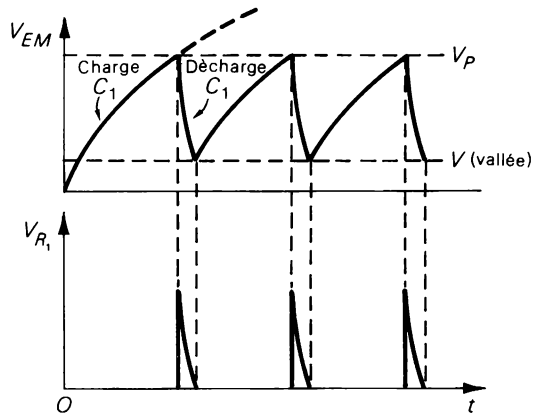


Fig. 8.16.

Pour amorcer un thyristor, on peut lui envoyer les pointes de tension recueillies aux bornes de R_1 sur son espace grille-cathode, vu qu'elles sont positives.

Mais il est nécessaire de synchroniser l'apparition de ces impulsions, sur la tension du secteur. Au lieu d'alimenter le montage oscillateur à UJT sous tension constante, on se servira d'une sinusoïde redressée puis écrêtée; ainsi une charge de capacité débutera en même temps qu'une alternance du secteur.

THYRISTOR

8. **Définition. Propriétés.** — Un thyristor est constitué par quatre semi-conducteurs formant trois jonctions successives de types différents, les semi-conducteurs étant alternativement du type P et du type N.

Si on relie à P_1 le pôle + d'une source, à N_2 le pôle négatif en ayant soin d'interposer dans le circuit une résistance de charge R (*fig. 17*) on observe que les jonctions J_1 et J_3 sont polarisées en *direct*, la jonction J_2 est polarisée en *inverse* et on constate à l'ampèremètre qu'un faible courant de fuite traverse le thyristor.

Faisons croître la tension d'alimentation. Tout à coup la jonction J_2 devient *passante;* le thyristor conduit. On dit qu'il s'*amorce* (*fig. 18*). Il ne présente qu'une faible résistance et la tension entre ses bornes est de l'ordre de 1,5 V. Le rôle de la résistance de charge R est de limiter le courant dans le thyristor pendant et après l'amorçage afin d'éviter la destruction de la jonction J_2.

Pour rendre le thyristor de nouveau isolant ou *bloqué* il suffit de réduire beaucoup la tension d'alimentation. L'amorçage s'effectue très rapidement (quelques microsecondes); le blocage est plus long (10 à 50 microsecondes).

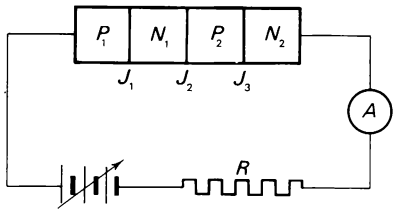


Fig. 8.17.

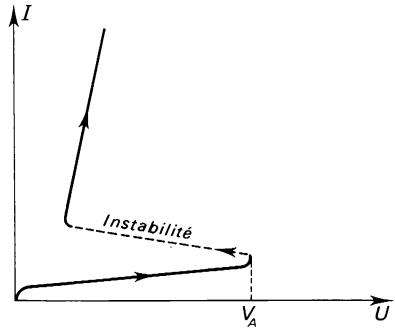


Fig. 8.18.

Le graphe du courant I en fonction de U (tension de la source en l'absence de courant de commande est donné par la figure 18.

9. **Action d'une électrode de commande (gâchette).** — Réglons la tension U de la source principale légèrement au-dessous de V_a (tension d'amorçage), puis appliquons sur une électrode G reliée à P_2, à l'aide d'une source auxiliaire S, une tension *positive* par rapport à la cathode N_2 (*fig. 19*).

L'amorçage se produit, car le courant qui en résulte produit dans P_2 des charges supplémentaires positives, dans N_2 des charges négatives et le champ électrique dans J_2 est accru.

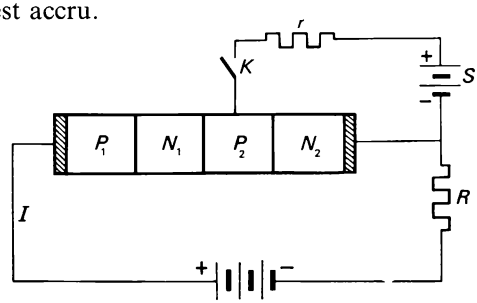


Fig. 8.19.

Fait important : une fois l'amorçage produit, l'électrode G appelée *gâchette* ou *porte* n'a plus d'effet sur le circuit principal et sur le courant I. On peut même couper le circuit de la gâchette : le thyristor reste amorcé.

On retrouve ici le même phénomène *irréversible* déjà rencontré avec le thyratron à gaz. On peut donc amorcer un thyristor en envoyant une impulsion de courte durée sur sa gâchette. Pour désamorcer le thyristor il faut :

– ou bien que le courant I (anode-cathode) devienne inférieur à une certaine valeur appelée *courant de maintien;*

– ou bien que la tension anode-cathode s'annule ou s'inverse.

L'intérêt de ce *relais statique* est que la puissance fournie par la source auxiliaire S est très inférieure à la puissance commandée par la source principale.

La *figure 50* donne un réseau de caractéristiques statiques d'un thyristor, c'est-à-dire l'ensemble des graphes $I(U)$ en prenant pour paramètres les différents courants de gâchette Ig. Ce réseau montre que la tension d'amorçage V_a est d'autant plus faible que le courant Ig de gâchette est plus intense.

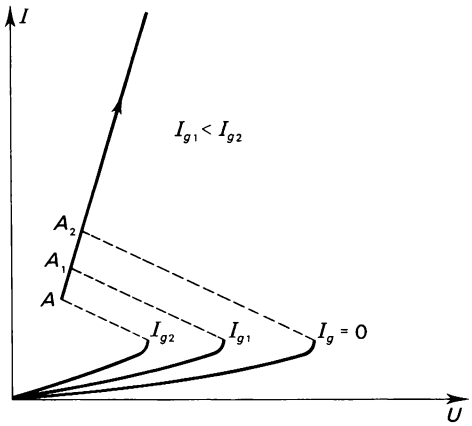


Fig. 8.20.

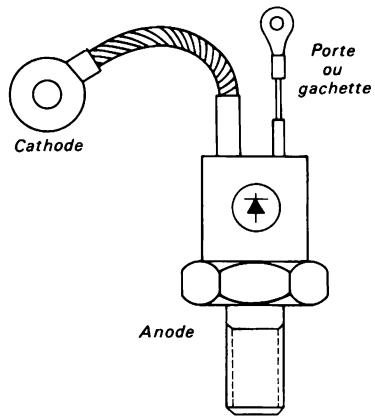


Fig. 8.21.

REMARQUE. – Le thyristor est à la fois :

– un *redresseur* car il n'a qu'un seul sens de conduction;

– un *interrupteur statique* car la gâchette peut le faire passer de l'état bloqué à celui de conducteur et il peut revenir à l'état bloqué par annulation du courant principal ou par inversion de la tension anode-cathode;

– un *amplificateur de puissance*. Pour une puissance souvent inférieure au watt sur sa gâchette, il peut contrôler des installations de plusieurs dizaines de kW [1].

La *figure 21* représente *en vraie grandeur* un thyristor pour

$$U = 100 \text{ à } 600 \text{ V}$$

I (une seule alternance par période à 50 Hz) = 30 A courant de gâchette 50 mA.

10. **Amorçage du thyristor.**

• Par commande progressive (tension v_{GK} fonction continue du temps): réseau déphaseur; inductance saturable; transformateur saturable; autres circuits à résistance-capacité.

• Par commande impulsionnelle: montage à transistor unijonction, montage avec 2 transistors complémentaires, utilisation de bascules monostables...

• Employés sous tension continue, les thyristors nécessitent également des circuits de blocage (voir le chapitre sur les hâcheurs).

DÉRIVÉS DES THYRISTORS

11. **Diac** ([2]). — C'est un élément semi-conducteur capable de produire des impulsions alternativement *positives* et *négatives*. Il est formé (*fig. 22*) de 3 couches mais ne comporte que 2 électrodes. Il est équivalent à deux diodes réunies par leur cathode.

La caractéristique d'un diac montre que cet élément est:

— *non passant* quand on a $V_{B_1B_2} < V_{BR}$ ([3]) avec $V_{BR} \approx 20$ à 30 V

— présente une partie à résistance dynamique négative, d'où l'emploi en oscillateur de relaxation

— *non polarisé:* la caractéristique présente un centre de symétrie

Fig. 8.22.

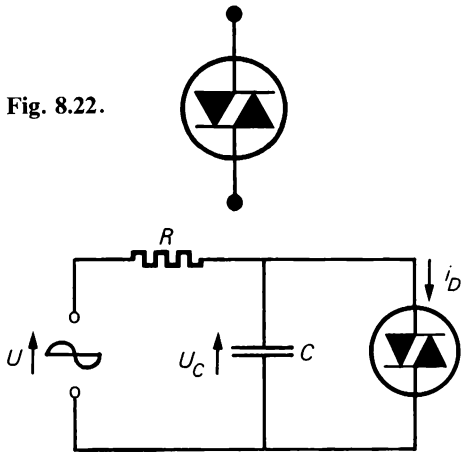


Fig. 8.23.

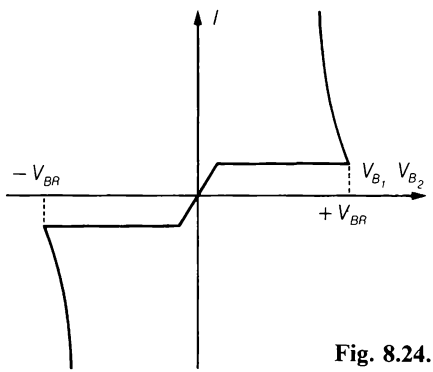


Fig. 8.24.

([1]) Le comportement du thyristor dans un circuit est semblable à celui d'un interrupteur monté en série avec une diode.

([2]) De diode alternative current.

([3]) De breaking, rupture en anglais.

Soit un condensateur C en série avec une résistance R (*fig. 23*). Le diac est installé en parallèle sur C. Il est bloqué tant que U_C n'atteint pas V_{BR} en valeur absolue; puis il devient passant et la tension à ses bornes décroît.

Au voisinage du sommet des alternances de la sinusoïde $U(t)$ le diac présente un effet de résistance négative, et l'on observe des oscillations de tension aux bornes de la capacité, ainsi que des pointes de courant au travers du diac.

Les oscillogrammes correspondants sont donnés par la *figure 8.25*.

Ce composant présente donc l'avantage de fournir un train d'impulsions réglables, positives puis négatives. Il est donc recommandé pour amorcer un redresseur sensible à un courant grille de signe variable : le triac.

Seule la première impulsion d'une série produit l'amorçage. Le temps que met cette impulsion à apparaître dépend du produit RC, d'où un réglage facile de la puissance commandée par le triac.

12. **Triac. Réglage d'une tension alternative.** – Le *triac* [1] est constitué par l'ensemble de deux thyristors montés (*fig. 26*) en antiparallèle (tête-bèche) et n'ayant qu'une gâchette G pour ces deux thyristors. En effet, quand on a $V_{A_1} > V_{A_2}$ (*fig. 27*) Th_1 est conducteur et Th_2 bloqué. Lors de l'alternance suivante Th_1 est bloqué et Th_2 passant.

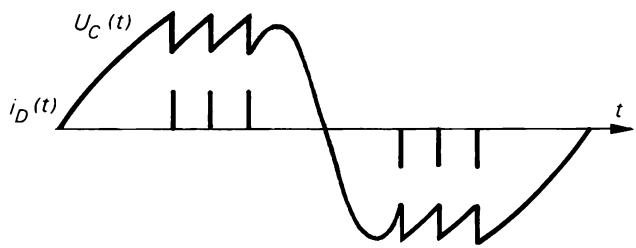


Fig. 8.25.

Si les signaux de commande appliqués aux circuits anode-cathode des thyristors permettent (*fig. 28*) d'obtenir le même retard t_0 pour l'amorçage, la tension appliquée aux bornes de la charge R est alternative, mais non sinusoïdale (*fig. 29*).

On voit qu'en modifiant t_0 on modifie la valeur efficace de la tension appliquée à R. La caractéristique $I(V)$ du triac (V = tension entre A_1 et A_2) montre que le triac se comporte comme un thyristor pour les *deux sens* de passage du courant (*fig. 30*). Il est donc utilisable, comme le montre la *figure 31*, pour régler la tension aux bornes d'un moteur M à courant alternatif.

(1) De triode alternative current.

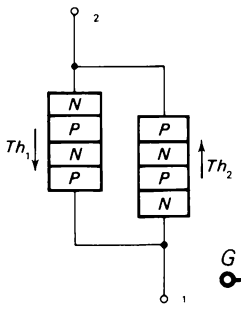


Fig. 8.26.

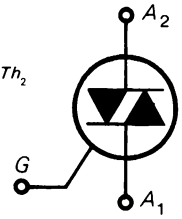


Fig. 8.27.

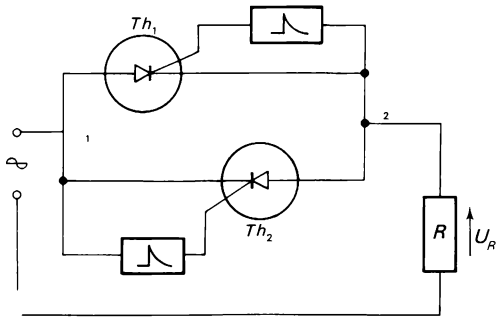


Fig. 8.28.

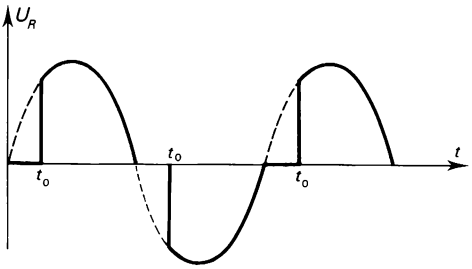


Fig. 8.29.

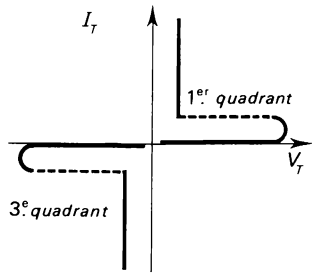


Fig. 8.30.

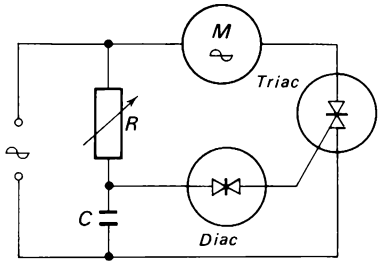


Fig. 8.31.

PRÉCAUTIONS DE MONTAGE POUR LES GRANDES PUISSANCES APPARENTES

Dans certains montages, on est amené à opérer des groupements de composants en parallèle si le courant à débiter est supérieur au courant nominal d'un redresseur, et en série si la tension inverse à supporter dépasse celle prévue pour un composant. Par précaution il faut alors rester un peu au-dessous des caractéristiques nominales ($0{,}8I_n$ et $0{,}9V_n$ par exemple) et installer des résistances d'équilibrage pour le partage de la tension inverse.

Les diodes de puissance peuvent être protégées contre les surtensions transitoires par un circuit *RC* installé en parallèle, et contre les surintensités par une petite inductance série.

Les constructeurs fournissent également des abaques permettant de connaître la puissance dissipée en fonction du montage redresseur adopté, du courant moyen, ainsi que la valeur de la résistance thermique jonction-fond de boîtier. On peut ainsi choisir le radiateur sur lequel on installera le composant.

D'autres abaques permettent de décider du profil du radiateur, de sa longueur, de son noircissement éventuel et de son refroidissement par convection naturelle ou forcée. Dans tous les cas, ces choix reviennent à se donner les valeurs numériques des termes apparaissant dans la formule de l'association des résistances thermiques :

$$t_j - t_a = (\underset{(jfb)}{R_{th}} + \underset{(fbr)}{R_{th}} + \underset{(ra)}{R_{th}})P$$

j : jonction; fb : fond de boîtier; r : radiateur; a : ambiance. Unités : t en Kelvin; R_{th} en K/W; P en watts.

En ce qui concerne les thyristors de puissance, il existe des grandeurs critiques à respecter :

– la vitesse de croissance du courant d'anode di/dt dont le dépassement serait destructif, et qui nécessite donc une inductance série;

– la vitesse de montée de la tension d'anode dv/dt dont le dépassement provoquerait un amorçage intempestif; la protection est alors assurée par un circuit *RC* série.

Signalons enfin qu'il existe des fusibles spéciaux qui ne laissent passer les surcharges accidentelles de courant que pendant une durée calibrée.

Les circuits de protection apparaissant sur la *figure 8.32* ne seront plus dessinés par la suite, où ne figureront que des schémas de principe.

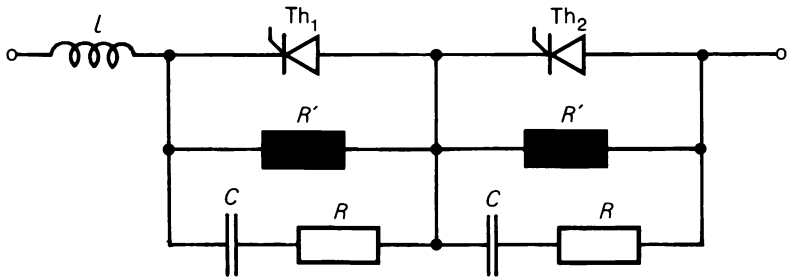
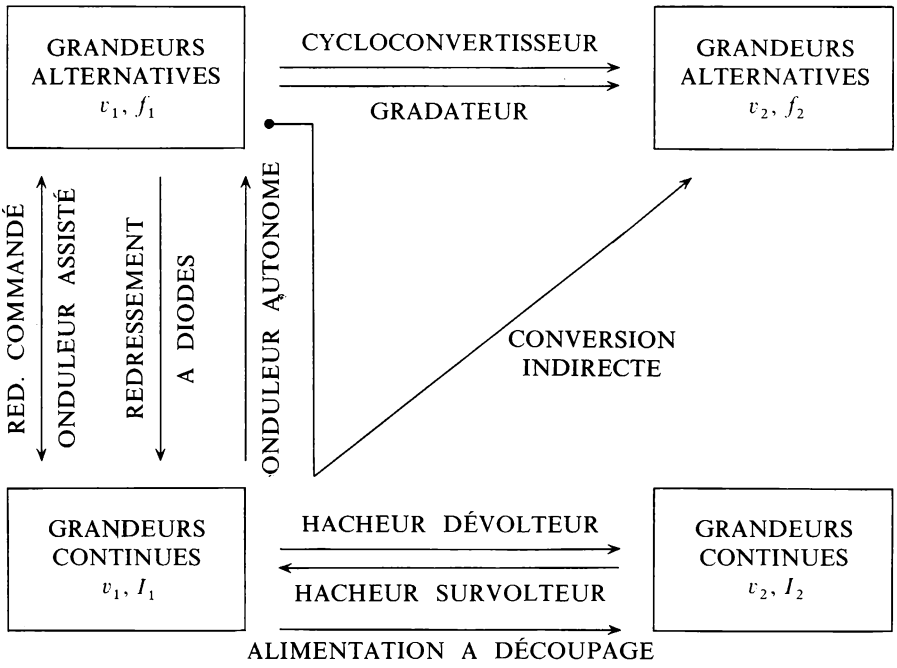


Fig. 8.32.

CHAPITRE 9

ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

1. **Tableau des fonctions principales.**



REDRESSEMENT-FILTRAGE
CONVERSION ALTERNATIF-CONTINU

2. Généralités et définitions.

On souhaite obtenir dans une charge une tension ou un courant pratiquement constants, et ceci à partir d'un réseau alternatif. Il faut donc dans un premier temps créer dans cette charge un courant unidirectionnel; ceci est possible grâce à l'emploi de composants redresseurs.

Le choix de la tension du côté « continu » nécessite un transformateur dans la plupart des cas; outre ses fonctions d'isolement et d'adaptation de tension, il a l'avantage d'appeler sur le réseau des courants alternatifs, alors qu'ils ne le sont pas en général au secondaire.

Le couplage des enroulements est décidé en fonction de l'allure du courant de ligne qui en découle; il est préférable que leur taux d'harmoniques soit faible, et leur facteur de forme (I_{eff}/I_{moy}) pour une alternance soit voisin de celui d'une sinusoïde. La considération des facteurs de puissance est également importante.

Suivant que l'on désire ou non un réglage de la puissance dans la charge, on adoptera un redressement *non commandé* (à diodes) ou bien *contrôlé* (à thyristors).

A la sortie du montage redresseur, la tension présente une ondulation. Si les tensions d'entrée sont polyphasées équilibrées d'ordre q, l'ondulation sera une fonction périodique dont la période vaut $2\pi/m$ radians (m est appelé l'*ordre de l'ondulation*). Suivant les montages m et q peuvent être égaux ou différents.

L'atténuation des ondulations de tension nécessite des condensateurs en parallèle sur la charge; celle des ondulations de courant demande une inductance en série. Cette opération constitue le *filtrage* et est donc le complément du redressement.

Deux cas particuliers importants permettent de connaître facilement l'allure des grandeurs redressées :

– charge résistive pure : $v(t)$ et $i(t)$ ont même allure,

– charge inductive « pure ». $i(t)$ est pratiquement constant; la conduction d' un composant est ininterrompue dans l'intervalle de temps T/q qui lui revient.

On distinguera dans les montages qui suivent:

– la *commutation naturelle* où l'ordre de succession des composants conducteurs est fixé par les sources, ou par la charge,

– la *commutation forcée* où des composants et des circuits annexes provoquent le blocage d'un redresseur et la conduction d'un autre, à la suite d'un régime transitoire.

Les redresseurs doivent être choisis de sorte que leurs spécifications techniques soient compatibles avec le montage :

- courant moyen admissible,
- courant efficace,
- courant maximal répétitif,
- tension inverse maximale,
- résistance thermique...

Nous supposerons le lecteur familiarisé avec le redressement monoalternance et bialternance.

3. Redressement d'une tension polyphasée

a) *Montages redresseurs*

Les composants redresseurs, diodes ou thyristors, sont associés dans des groupements appelés commutateurs; ils se trouvent alors montés en anode commune ou en cathode commune.

• *Commutateur « plus positif »* encore appelé parallèle simple (*fig. 1*) : pour un montage à diodes, on obtiendra $v(t) = \text{Sup}\,[v_1(t), v_2(t), v_3(t)]$, en supposant que l'une des diodes conduise à l'instant t. En effet prenons par exemple $v_1 > v_2$ et $v_1 > v_3$. La diode D_1 est prioritaire pour conduire et le sera effectivement si la charge le permet (absence de fcem importante $E > v_1$ ou de condensateur chargé sous $v > v_1$); dans ce cas $v_{A_1} = v_K = v_1$ de plus $(v_{AK})_2 < 0$ et $(v_{AK})_3 < 0$.

La conduction de D_1 entraîne obligatoirement le blocage de D_2 et D_3.

Nous verrons plus loin (§ c) que le phénomène d'empiètement anodique contredit cette affirmation, au moment de la commutation des diodes.

Puisque les tensions $v(t)$ proviennent d'un système polyphasé, la durée de conduction de chaque diode sera la même par raison de symétrie.

Pour le montage correspondant à thyristors (redressement commandé *fig. 2*) il faut se souvenir que la conduction n'interviendra qu'avec les trois conditions ci-dessous réunies simultanément :

- $v_A > v_K$: polarisation dans le sens passant,
- existence d'un signal sur la gâchette ou d'une tension v_{GK} suffisamment positive,
- charge susceptible d'absorber un courant supérieur au courant de maintien.

A un instant t où par exemple $v_1 > v_2 > v_3$ on fera la démarche suivante :

- priorité de conduction Th_1, Th_2, Th_3
- signal de commande sur Th_1 ? si oui, il conduit, quand la charge permet $i > 0$, sinon...
- signal de commande sur Th_2 ? si oui, Th_2 conduit...

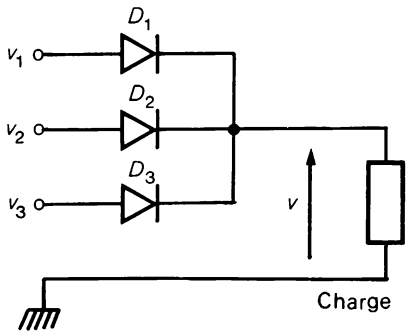


Fig. 9.1.

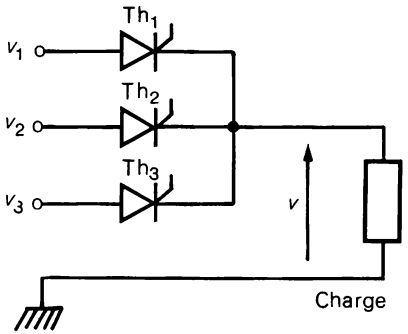


Fig. 9.2.

• *Commutateur « plus négatif » :*

La charge est placée entre le point commun de plusieurs anodes (pour sa borne de plus bas potentiel) et la masse, par exemple (pour le montage parallèle simple). On aura alors $v(t) = \text{Inf}\,[v_1(t), v_2(t), v_3(t)]$ quand l'un des composants sera passant; sinon la tension v est fixée par les propriétés de la charge.

• *Montage en pont de* GRAETZ ou PARALLÈLE DOUBLE (*fig. 3* et *4*) :

La charge est placée entre deux commutateurs, l'un alimentant l'entrée positive par rapport à la masse, l'autre l'entrée négative. Dans le cas simple d'une résistance pure, on trouve :

$$v(t) = \text{Sup}\,[v_1, v_2, v_3] - \text{Inf}\,[v_1, v_2, v_3]$$
$$= \text{Sup}\,[u_{12}, u_{21}, u_{13}, u_{31}, u_{32}, u_{23}]$$

en se restreignant à une tension d'entrée triphasée. L'ondulation aux bornes de la charge est hexaphasée. (Plus généralement la tension $v(t)$ présente une ondulation dont l'ordre est le double de celui des tensions d'entrées.)

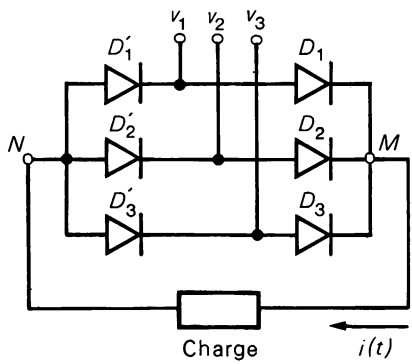


Fig. 9.3.

Nous ne parlerons pas du montage série et du montage double-étoile avec bobine d'absorption.

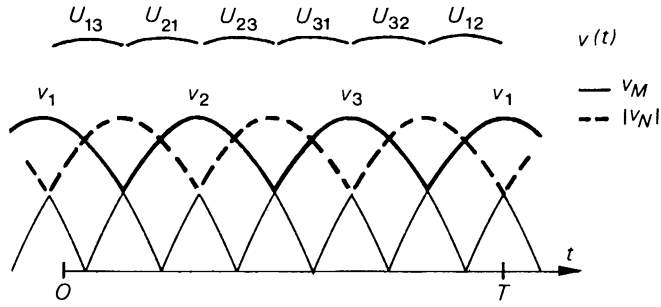


Fig. 9.4.

b) *Filtrage*

A partir d'une grandeur sinusoïdale, les montages redresseurs permettent d'obtenir des grandeurs unidirectionnelles, mais non constantes. Il faut donc compléter le montage à l'aide d'éléments réactifs, dont on utilise les propriétés de continuité, et qui de plus n'abaissent pas le rendement.

1) *Par capacité en tête* (fig. 5 et 6): La tension entre armatures d'un condensateur est une fonction continue du temps, elle tend donc à demeurer invariable si la constante de temps RC qui lui est associée est suffisamment grande devant la période de la tension d'alimentation.

Nous allons développer les calculs dans le cas d'un redressement bi-alternance, provenant d'un pont de Graëtz monophasé.

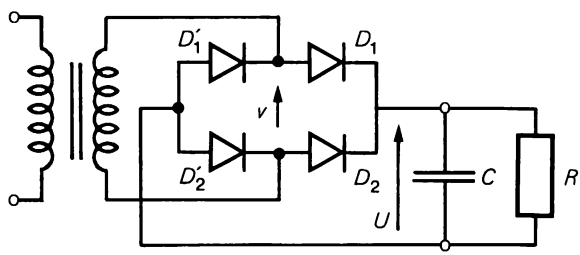


Fig. 9.5.

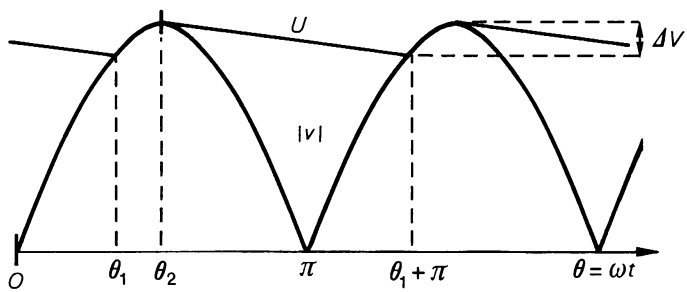


Fig. 9.6.

Supposons le transformateur parfait ($r \to 0$).

$$D_1 \text{ et } D'_2 \text{ bloquées } \quad v < u \quad \text{et} \quad u + RC\frac{dv}{dt} = 0$$

$$D_1 \text{ et } D'_2 \text{ passantes } \quad v \geqslant u \quad \text{et} \quad v = ri + u \simeq u$$

$$v = u\left(1 + \frac{r}{R}\right) + rC\frac{dv}{dt} \simeq u$$

On peut caractériser la conduction d'une diode en calculant les angles d'ouverture et d'extinction, soit θ_1 et θ_2 respectivement. On trouve pour ($r \to 0$) en ce qui concerne l'extinction :

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} + \text{Arc tg}\,\frac{1}{RC\omega} \quad \text{soit} \quad \text{tg}\,\theta_2 = -RC\omega,$$

en écrivant que le courant dans la diode s'annule pour $\theta = \theta_2$

$$(i = i_R + i_C = V_m \sin\theta + C\omega V_M \cos\theta = 0).$$

Pour θ_1, on écrit la périodicité de la tension $u(\theta)$ en régime établi :

$$u(\theta_1) = u(\theta_1 + \pi) = u(\theta_2)\,.\exp - t/RC,$$

le dernier terme exprimant la solution de l'équation différentielle quand les diodes D sont bloquées.

$$\sin\theta_1 = \sin\theta_2\,.\exp - \frac{\pi + \theta_1 - \theta_2}{RC\omega}$$

Dans le cas intéressant, où $RC\omega \gg 1$, l'ondulation de tension aux bornes de la charge est donnée par la relation :

$$\Delta V \simeq V(\theta_2) - V(\theta_1) = \frac{V_{\max}}{RC\omega}\,.\pi \quad \text{en valeur crête à crête}$$

ΔV efficace $\simeq \Delta V/\pi$ en assimilant l'ondulation à une dent de scie.

Formule pratique à 50 Hz :

$$(\Delta V)_{\text{eff}} \simeq 3\,\frac{I \text{ moyen dans } R}{C} \quad \text{avec} \quad \Delta V \text{ en volts, } I \text{ en mA, } C \text{ en } \mu\text{F}.$$

Ce type de filtrage ne convient qu'aux faibles courants et devient imparfait quand la demande de courant augmente. On peut alors avoir recours au filtre en π.

La chute de tension moyenne est négligeable tant que $r \ll R$.

L'ensemble L, C_2 joue le rôle de filtre passe-bas pour l'ondulation d'entrée; on veut une atténuation, dès la fréquence du fondamental, de cette ondulation. On devra adopter L telle que $LC_2\omega^2 \gg 1$.

Par ailleurs, C_1 et C_2 doivent satisfaire à $RC\omega \gg 1$: pour C_1, parce qu'elle doit provoquer une ondulation de tension faible; pour C_2, parce qu'elle doit shunter la résistance de charge pour la composante variable de courant qui en découle (*fig.* 7).

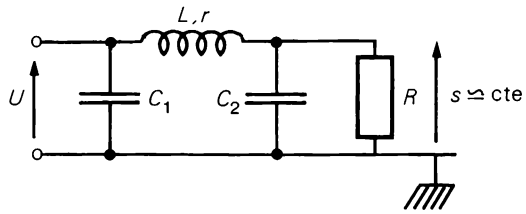


Fig. 9.7.

2) *Par inductance en tête :* on réussit alors un lissage du courant, qui est d'autant meilleur que le courant demandé est important. Si cette bobine de filtrage est dépourvue de résistance, elle rend égales les valeurs moyennes des potentiels de ses extrémités :

$$v_A = v_B + L\frac{di}{dt} \quad \text{soit} \quad \frac{1}{T}\int_0^T v_A\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T v_B\,dt + \frac{1}{T}\int L\,di,$$

$$\text{et} \quad (v_A)_{\text{moyen}} = (v_B)_{\text{moyen}} = V_0.$$

Le courant moyen dans la charge ne dépend que de la résistance de celle-ci : $V_0 = R_{ch}I_0$.

L'ondulation de courant est limitée par l'impédance de la bobine pour le fondamental de la tension redressée ; en effet, les fréquences plus élevées existent en principe avec un taux moindre dans la tension d'entrée et rencontrent une impédance série plus importante.

Un condensateur en parallèle sur la charge améliorerait la tension aux bornes de celle-ci, l'ensemble constituant un filtre en Γ inversé.

On a souvent besoin de s'assurer de l'existence du courant i pour tout instant t (c'est l'hypothèse de la conduction ininterrompue, ou encore « continue » par abus de langage) ; ceci arrive pour une valeur de l'inductance suffisamment élevée dite critique (*fig. 8*) :

$$L > L_C \quad \text{soit} \quad i(t) > 0$$

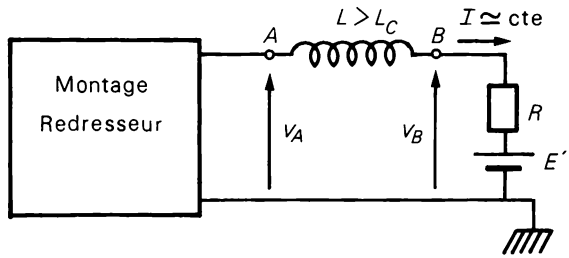


Fig. 9.8.

Cette valeur dépend du montage (fréquence, ordre de l'ondulation, présence d'une F. C. É. M...). Le calcul de L_C consiste à écrire que la valeur moyenne I_0

de courant est supérieure à l'amplitude de sa composante variable. Limitons nous à l'exemple du redressement triphasé simple à diodes :

$$v(t) = V_0\left(1 + \frac{1}{4}\cos 3\theta + \ldots\right) \quad \text{avec} \quad V_0 = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{\max}$$

$$I_0 = \frac{V_0}{R} \text{ en l'absence de F. C. É. M. } \left(\text{sinon} \frac{V_0 - E'}{R}\right)$$

$$I_3 = \frac{V_0}{4Z_3} = \frac{V_0}{4\sqrt{R^2 + (L3\omega)^2}} \simeq \frac{V_0}{12L\omega}$$

I_3 : amplitude de l'ondulation de courant à la fréquence 150 Hz (les autres composantes sont supposées avoir une contribution négligeable).

$$I_0 \geqslant I_3 \quad \text{d'où} \quad L \geqslant L_C = \frac{R}{12\omega}$$

c) *Tension moyenne théorique.*

On appellera m l'ordre de l'ondulation de la tension redressée, et $V_{\max}$ son amplitude; suivant que le montage est à un seul commutateur ou en pont, $V_{\max}$ sera égale à une tension simple ou composée, respectivement, du système des tensions soumis à l'entrée du redresseur.

Sans restreindre la généralité du problème, on peut choisir l'origine des temps telle que l'une des tensions en communication avec la charge soit de la forme :

$$v(t) = V_{\max} \cos \omega t = V_{\max} \cos \theta.$$

Pour un montage à diodes, la tension $v(t)$ se répète identiquement à elle-même tous les $2\pi/m$ radians, et il existe un de ces intervalles centré autour de $\theta = 0$. Un calcul classique d'intégration nous fournit :

$$V_0 = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} v(\theta)\, \mathrm{d}\theta = V_{\max} \frac{\sin \pi/m}{\pi/m}$$

Pour le montage correspondant à thyristors, la tension $v(t)$ sera aussi formée d'arcs de durée $2\pi/m$; mais ils n'auront pas conservé la même forme à cause du retard à l'amorçage des thyristors (*fig. 9* et *10*).

Appelons ψ l'*angle de retard* à la conduction par rapport à la *commutation naturelle* rencontrée dans le montage précédent; on trouve alors, à cause de la modification des bornes d'intégration :

$$V'_0 = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m}+\psi}^{+\frac{\pi}{m}+\psi} v(\theta)\, \mathrm{d}\theta = V_0 \cos \psi,$$

cette formule n'étant valable uniquement que pour une *conduction ininterrompue* dans la charge. Pour les autres cas, nous renvoyons le lecteur à un ouvrage plus complet.

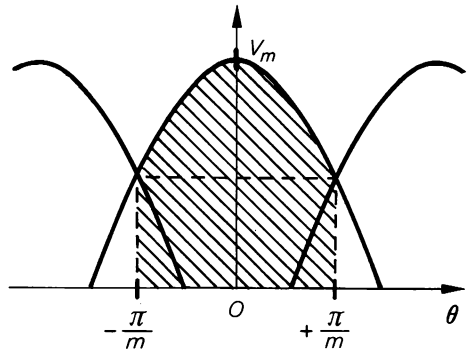


Fig. 9.9.

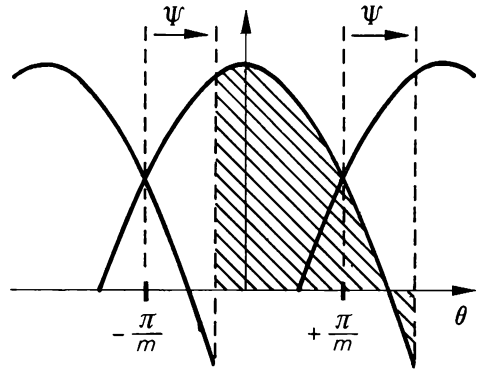


Fig. 9.10.

Pour le montage mixte, et toujours dans l'hypothèse de la conduction ininterrompue, on peut écrire que la tension aux bornes de la charge est donnée par la différence des potentiels moyens, exprimés par rapport à la masse

– du commutateur à thyristors $(V_0 \cos\psi)/2$,

– du commutateur à diodes $-V_0/2$.

On aboutit logiquement à la moyenne arithmétique des deux cas vus précédemment (*fig. 11*) :

$$V''_0 = V_0(1 + \cos\psi)/2.$$

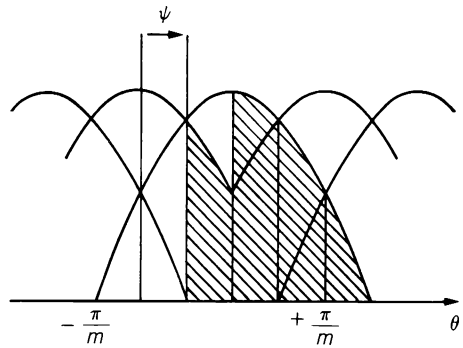


Fig. 9.11.

d) *Tension moyenne réelle. Pertes de puissance.*

Trois phénomènes vont intervenir en diminution de la valeur de V_0 calculée précédemment, en raison des redresseurs et du transformateur d'alimentation, ce sont :

1° *les chutes de tension* dans les redresseurs : on peut idéaliser la caractéristique d'un composant à l'état passant sous la forme :

$$v_{AK} = E + rI_{AK}$$

avec E : tension de seuil et r : résistance dynamique, d'où une perte de puissance :

$$p = EI_{\text{moy}} + rI_{\text{eff}}^2,$$

ces deux courants étant relatifs au composant et non pas à la charge. Dans le cas d'un courant de forme rectangulaire de valeur non nulle I_0 et de durée T/k, on trouverait :

$$I_{\text{moy}} = I_0/k \quad \text{et} \quad I_{\text{eff}} = I_0/\sqrt{k}.$$

2° *la chute ohmique* ramenée au secondaire du transformateur : elle doit être calculée connaissant le trajet des courants pendant un intervalle particulier de durée $2\pi/m$, et le graphe de ces courants. Il n'y a pas de formule générale, on peut simplement définir une résistance équivalente.

Soient p_1 et p_2 le nombre d'enroulements primaires et secondaires, de résistance respective r_1 et r_2, et I_1 et I_2 les courants efficaces qui les parcourent. Les pertes Joule totales du transformateur s'écrivent :

$$p_J = p_1 r_1 I_1^2 + p_2 r_2 I_2^2.$$

3° *l'empiètement anodique* : lors de la commutation du courant d'un redresseur sur un autre, les inductances de fuite du transformateur s'opposent aux discontinuités de courant. Il y a donc passagèrement deux redresseurs au moins qui conduisent simultanément (*fig. 12*).

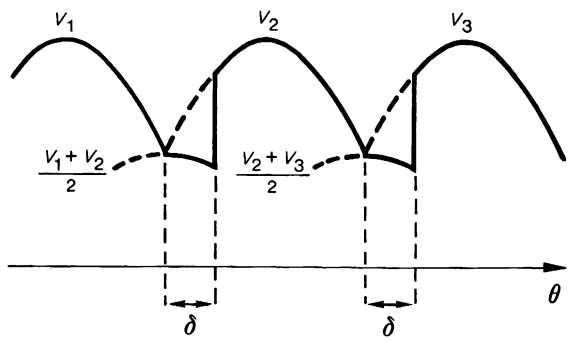


Fig. 9.12.

La tension de sortie $v(t)$ au lieu de passer de v_1 à v_2 quand $v_2 > v_1$ prend la valeur moyenne $(v_1 + v_2)/2$ pendant une durée qui croît avec le courant dans la charge. Le nombre d'empiètements par période est égal à l'ordre de l'ondulation.

Le « manque à gagner » en tension moyenne est donné par :

$$\Delta V = \frac{1}{2\pi/\mathrm{m}} \int_0^{\delta} \left(v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2} \right) \mathrm{d}\theta = \frac{1}{2\pi/m} \int l\omega \, \mathrm{d}i_2 = \frac{l\omega I_0}{2\pi/m}$$

où $l\omega$ désigne la réactance de fuites ramenée à un enroulement secondaire.

On peut aussi montrer que, δ étant la durée exprimée en radian de l'empiètement anodique :

$$\Delta V = V_0(1 - \cos\delta).$$

Ce dernier phénomène occasionne une baisse de la puissance apparente du montage mais non de la puissance active.

4. Transformateurs de redressement

a) *Étude des courants*

1° *Primaire en triangle (fig. 13).*

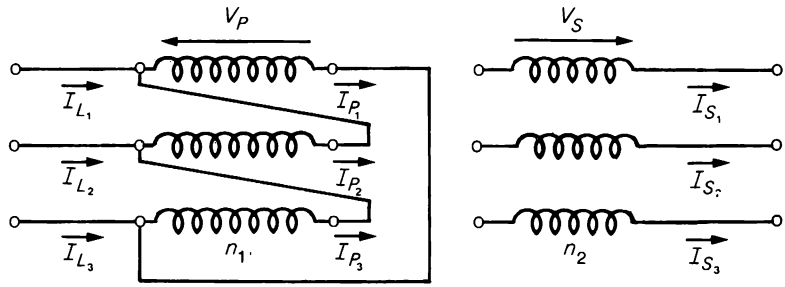


Fig. 9.13.

On peut considérer que les extrémités du circuit magnétique sont pratiquement au même potentiel magnétique $\mathfrak{V}$ et qu'il y a compensation des ampère-tours par colonne :

$$n_1 I_{P_1}(t) + n_2 I_{S_1}(t) = \mathfrak{R}\Phi(t) \simeq 0.$$

Les courants non nuls existent dans des enroulements appartenant à la même colonne. Les courants de ligne s'obtiennent par différence :

$$I_{L_1}(t) = I_{P_1}(t) - I_{P_2}(t),$$
$$I_{L_1}(t) + I_{L_2}(t) + I_{L_3}(t) = 0.$$

N.B. – Il peut y avoir plusieurs enroulements secondaires par colonne. On tiendra compte de la somme algébrique de leur F. M. M.

2° *Primaire en étoile.*

La compensation des Ampère-tours n'étant pas obligatoire dans ce cas, il faut alors écrire la loi des mailles magnétiques.

En négligeant les courants à vide, en valeur relative par rapport aux courants nominaux :

$$\Sigma nI = \Sigma \mathcal{R}\Phi = \Sigma nI_0 \simeq 0$$
$$n_1(I_{P_1} - I_{P_2}) + n_2(I_{S_1} - I_{S_2}) \simeq 0$$
$$n_1(I_{P_2} - I_{P_3}) + n_2(I_{S_2} - I_{S_3}) \simeq 0$$
$$I_{P_1} + I_{P_2} + I_{P_3} = 0.$$

Exprimons les courants primaires en fonction des grandeurs secondaires :

$$I_{P_1} = -n_2/n_1\left[I_{S_1} - (I_{S_1} + I_{S_2} + I_{S_3})/3\right]...$$

et deux expressions analogues; on voit que la valeur moyenne des courants secondaires n'est pas compensée : si elle est non nulle, le circuit magnétique présente une différence de potentiel $\mathcal{U}$ entre ses extrémités, celle-ci favorisant les flux de fuite et pouvant engendrer un léger déséquilibre des tensions d'enroulement.

Cas particuliers :

– charge sous une tension simple secondaire (entre « phase » et neutre) :

$$I_{S_1} \neq 0 \quad ; \quad I_{S_2} = I_{S_3} = 0$$
$$I_{P_2} = I_{P_3} = -2I_{P_1} = n_2/n_1 \,.\, I_{S_1}/3.$$

– charge sous une tension composée secondaire (exemple avec U_{13}) :

$$I_{P_2} = I_{S_2} = 0 \quad ; \quad I_{P_1} = -I_{P_3} = -n_2/n_1 \,.\, I_{S_1} = n_2/n_1 \,.\, I_{S_3}.$$

b) *Facteur de puissance*

Rappelons-en la définition :

$$f = \frac{P}{S} = \frac{\text{Puissance active}}{\text{Puissance apparente}}$$

La puissance active se conserve entre le primaire, le secondaire et la charge si l'on peut négliger en première approximation les pertes du transformateur et des redresseurs. Elle s'exprimera facilement vis-à-vis de la charge. Si celle-ci est suffisamment inductive, elle sera traversée par un courant I_0 présentant une ondulation négligeable.

Avec les notations du paragraphe 3c, la tension moyenne est donnée par :

$$V_0 = V_{\max} \frac{\sin \pi/m}{\pi/m},$$

et la puissance P vaudra :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)\, \mathrm{d}t \simeq V_0 I_0.$$

Par contre, la puissance apparente sera caractérisée par une valeur numérique dépendant du système où on la calcule.

$$S = kVI$$

avec k : nombre d'enroulements,
V : valeur efficace d'une tension d'enroulement,
I : valeur efficace d'un courant d'enroulement.

Les tensions d'enroulement sur une même colonne se correspondent par le rapport de transformation, en ce qui concerne leur valeur efficace :

$$V_S = n_2/n_1 \,.\, V_P.$$

Pour les courants, cela n'est vrai que dans les cas particuliers suivants :

– primaire en étoile, et charge placée à tout instant sous l'une des tensions composées secondaires,

– primaire en triangle, et un seul courant secondaire non nul par colonne, à un instant donné.

REMARQUE : la formule $S = \sqrt{3}\,.\,UI$ pour la puissance en ligne, habituelle en triphasé équilibré, n'est pas toujours satisfaite. Ce sera le cas pour un primaire couplé en triangle dont les courants d'enroulement présentent des harmoniques 3. En effet, cette particularité conduit à $I_L \neq \sqrt{3}\,I_P$.

c) *Comparaison des courants et des puissances*

Nous nous limiterons aux montages à diodes, sur charge nettement inductive. Les notations se rapportant au transformateur sont celles portées sur la *figure 13*. Sur les figures qui suivent, concernant les courants, n'est présenté qu'un seul tracé par catégorie de courant : nous laissons au lecteur le soin d'obtenir les autres tracés par translation; ainsi, par exemple :

$$i_{P_2}(t) = i_{P_1}(t - T/3) \quad ; \quad i_{P_3}(t) = i_{P_1}(t - 2T/3).$$

1° *Redressement triphasé simple alternance* (montage *fig. 1*, courants *fig. 14*) :

$$V_0 = V_S\sqrt{2}\,.\,\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \quad ; \quad I_S = \frac{I_0}{\sqrt{3}}$$

$$f_S = \frac{P_0}{S_S} = \frac{V_0 I_0}{3V_S I_S} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \simeq 0{,}675.$$

Primaire en triangle : on est dans un des cas particuliers envisagés en a 2°, de conservation de la puissance apparente et du facteur de puissance.

Primaire en étoile : on aboutit à

$$I_P = \sqrt{2/3}\,.\,n_2/n_1\,.\,I_S \quad \text{d'où} \quad S_P = \sqrt{2/3}\,S_S$$

et $f_P = 0{,}827$ ce qui prouve que le primaire est mieux utilisé que le secondaire; c'est logique puisque les courants y sont alternatifs.

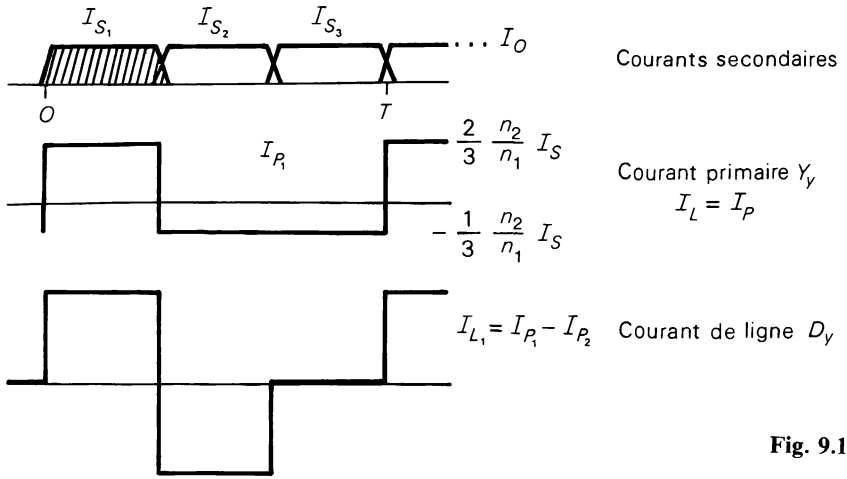


Fig. 9.14.

2° *Redressement hexaphasé simple alternance* (montage *fig. 15*, courants *fig. 16*) :

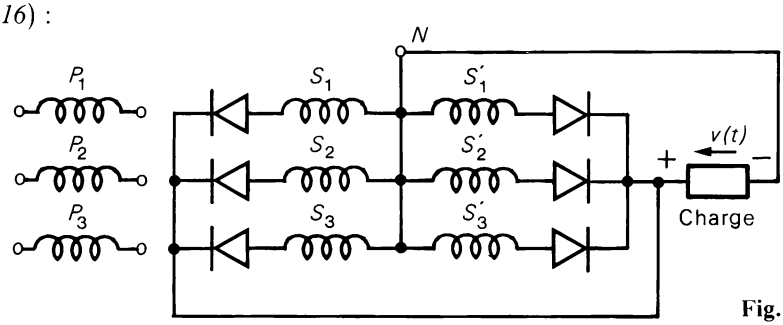


Fig. 9.15.

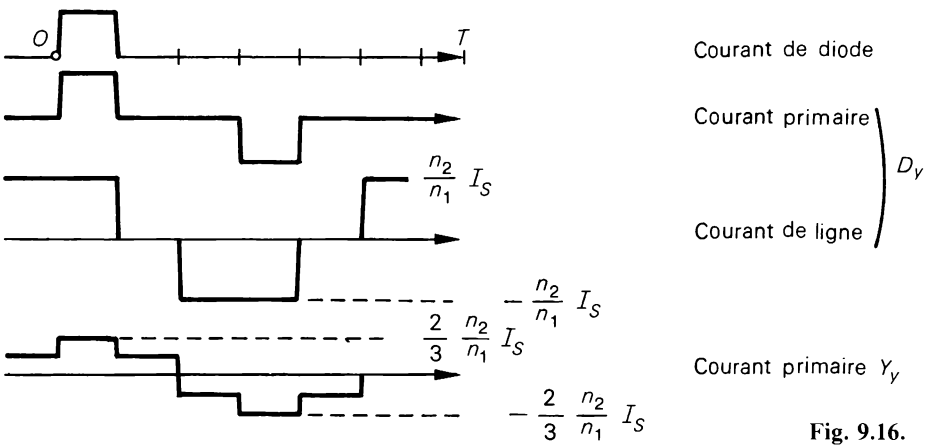


Fig. 9.16.

Grandeurs secondaires :

$$V_0 = V_S\sqrt{2}.\frac{3}{\pi} \quad ; \quad I_S = \frac{I_0}{\sqrt{6}}$$

$$f_S = \frac{P_0}{S_S} = \frac{V_0 I_0}{6 V_S I_S} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0{,}55.$$

Primaire en étoile : conservation du facteur de puissance

$$I_P = (n_2/n_1).(\sqrt{2}/3) I_0$$

$$f_P = \frac{P_0}{S_P} = \frac{V_0 I_0}{3 V_P I_P} = 0{,}55.$$

Primaire en triangle : amélioration du facteur de puissance :

$$I_P = (n_2/n_1).(I_0/\sqrt{3}) \quad ; \quad I_L = \sqrt{2}\, I_P$$

$$f_P = \frac{\sqrt{6}}{\pi} = 0{,}78.$$

3° *Pont de Graetz triphasé* (montage *fig. 3*, courants *fig. 17*) :

Ici l'ondulation de tension est d'ordre 6. Il y a conservation de S et f entre le primaire et le secondaire, les courants présentant les cas particuliers vus en 2. Le facteur de puissance prend une valeur élevée, ce qui rend ce montage très intéressant au point de vue du dimensionnement du transformateur :

$$V_0 = U_S\sqrt{2}.\frac{3}{\pi} = V_S\sqrt{6}.\frac{3}{\pi} \quad ; \quad I_S = \sqrt{\frac{2}{3}} I_0$$

$$f_S = \frac{V_0 I_0}{3 V_S I_S} = \frac{3}{\pi} = 0{,}955.$$

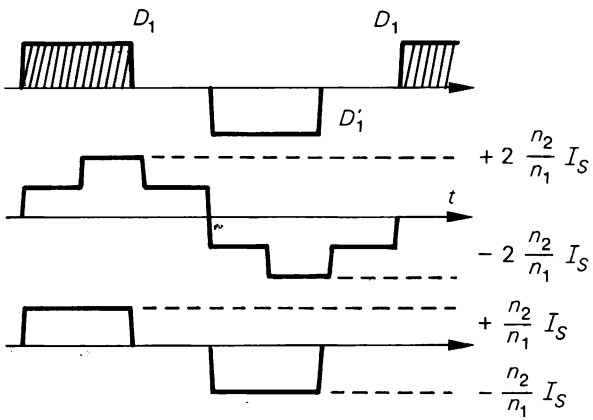


Fig. 9.17.

d) *Quelques remarques sur les harmoniques de courant*

• Un courant de forme rectangulaire et de durée $T/3$ ne possède pas d'harmonique 3 et multiples de 3 dans sa décomposition en série de Fourier ; il en est de même pour un courant formé de rectangles de durée $2T/3$ (T étant la période des tensions).

• Pour un couplage *Dd* ou *Yy* d'un transformateur, les courants sont dépourvus ensemble d'harmonique 3.

• Pour un secondaire triangle, les courants de ligne et d'enroulement sont dépourvus ensemble d'harmonique 3'.

• Soient trois courants $i_1(t)$; $i_2(t) = i_1(t - T/3)$; $i_3(t) = i_1(t - 2T/3)$; on ne peut avoir $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ qu'en l'absence d'harmoniques 3 et multiples de 3.

Exemple : les courants de ligne qui alimentent un primaire de transformateur monté en triangle.

e) *Remarques sur les harmoniques d'une tension redressée*

Considérons un montage à diodes, procurant une tension redressée avec une ondulation d'ordre m, d'amplitude V_{max}, de valeur moyenne V_0. L'origine des temps est telle qu'en $t = 0$, la tension soit maximale.

Le calcul des coefficients fournit la décomposition suivante, avec $\theta = \omega t$:

$$v(t) = V_0\left[1 + \frac{2}{m^2 - 1}\cos m\theta - \frac{2}{4m^2 - 1}\cos 2m\theta + \ldots + (-1)^{k+1}\frac{2}{k^2m^2 - 1}\cos km\theta\right].$$

Si l'on remplace les diodes par des thyristors dont le retard à la conduction (par rapport à la commutation naturelle) est donné par l'angle ψ, il va y avoir modification de la valeur moyenne, et du taux de chaque harmonique :

$$V'_0 = \frac{1}{2\pi/m}\int_{-\frac{\pi}{m}+\psi}^{+\frac{\pi}{m}+\psi} V_{max}\cos\theta\,d\theta = V_{max}\frac{\sin \pi/m}{\pi/m}.\cos\psi = V_0\cos\psi.$$

Le redressement commandé sera caractérisé par une tension moyenne variable avec l'angle ψ, et toujours inférieure à celle délivrée par le montage à diodes correspondant.

Passons maintenant au calcul du coefficient de l'harmonique de rang km; nous le mettrons sous la forme :

$$A_k \sin km\theta + B_k \cos km\theta = C_k \cos(km\theta - \varphi_{km}).$$

Appliquons les formules permettant de connaître ces coefficients de développement en série de Fourier :

$$A_k = \frac{m}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{m}+\psi}^{\frac{\pi}{m}+\psi} V_m \cos\theta \sin km\theta\,d\theta = (-1)^k V_0 \frac{2km}{k^2m^2 - 1}\sin\psi,$$

$$B_k = \frac{m}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}+\psi}^{\frac{\pi}{m}+\psi} V_m \cos\theta \cos km\theta \, d\theta = (-1)^{k+1} V_0 \frac{2}{k^2m^2 - 1} \cos\psi,$$

$$C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} = V_0 \frac{2}{k^2m^2 - 1} \sqrt{\cos^2\psi + k^2m^2 \sin^2\psi},$$

$$C_k = V_0 \cos\psi \frac{2}{k^2m^2 - 1} \sqrt{1 + k^2m^2 \operatorname{tg}^2\psi}.$$

Dans le redressement commandé, le taux de l'harmonique de rang km est multiplié par $\sqrt{1 + k^2m^2 \operatorname{tg}^2\psi} \simeq km \operatorname{tg}\psi$ par rapport à sa valeur $2/(k^2m^2 - 1)$ de montage à diodes. Cet « enrichissement » en harmoniques peut présenter des inconvénients (pertes supplémentaires, parasites...).

5. Onduleur assisté ou non autonome

Par définition ce montage est associé à un réseau alternatif qui lui impose sa tension et sa fréquence. On y trouve les mêmes composants que dans un montage redresseur, mais le transfert de l'énergie va de la partie « continue », où l'on devra nécessairement trouver une force électromotrice, au réseau alternatif.

Si l'on adopte encore la convention générateur à la sortie du pont redresseur on voit que la tension moyenne doit maintenant avoir une valeur négative, cela ne se peut que moyennant plusieurs conditions (*fig. 18*) :

- le montage doit être tout thyristors, sinon $V \geqslant 0$,
- le courant doit être ininterrompu, et de préférence peu ondulé dans le circuit continu d'où la présence d'une inductance de filtrage,
- l'angle de retard à la conduction des thyristors doit dépasser 90°; toutefois il faut se garder une marge par rapport à la valeur maximale théorique de 180°. On adopte dans la pratique 150°, ce qui permet compte tenu de l'empiètement anodique d'être certain du blocage du thyristor. En effet, celui-ci ne peut rester bloqué sous tension positive qu'après un temps de recouvrement qui doit succéder à sa durée de conduction, ces deux phénomènes s'ajoutant de façon défavorable.

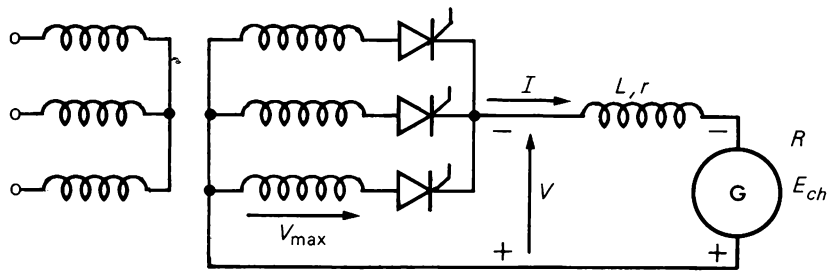


Fig. 9.18.

Dans un onduleur, les ratés d'amorçage ou de blocage des thyristors entraînent des courts-circuits, entre les sources continue et alternative, qui sont le plus souvent destructifs pour ces composants.

Signalons qu'il existe des groupes redresseur-onduleur qui fonctionnent avec le même transformateur et qui permettent le freinage par récupération d'un moteur continu quand celui-ci travaille en génératrice.

Loi d'Ohm généralisée pour la marche en onduleur ($\cos\psi < 0$) :

$$V = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{\max} \cos\psi - \begin{pmatrix}\text{chute}\\ \text{ohmique}\end{pmatrix} - \begin{pmatrix}\text{chute due à}\\ \text{l'empiètement}\end{pmatrix},$$

$$E_{ch}(I) = E_v - \varepsilon(I) = (R + r)I - V.$$

ONDULEURS AUTONOMES. CONVERSION CONTINU-ALTERNATIF

6. **Convertisseur à 2 thyristors**

a) *Avec transformateur à point milieu* (*fig. 19*) :

Dans ce montage, le condensateur de commutation assure le blocage d'un thyristor immédiatement après que l'autre ait reçu une impulsion de commande sur sa gâchette. Par ailleurs, il est situé en parallèle sur la résistance de charge ramenée au primaire du transformateur.

Le thyristor conducteur impose le signe des ampère-tours du primaire, donc par conséquent le sens du courant dans la charge.

La tension aux bornes du condensateur, proportionnelle à celle relative à la charge, est donnée par la solution d'une équation différentielle du second ordre; le changement de thyristor conducteur provoque un « raccordement » des différents arcs de courbe, qui constituent $v(t)$, qu'il faut optimiser si l'on souhaite se rapprocher d'une forme sinusoïdale.

Le circuit équivalent vu de la source comporte (*fig. 20*) :

– une inductance série L,

– une résistance R' ramenée par un demi-transformateur, $R' = Rn_1^2/n_2^2$,

– une capacité $C' = 4C$ ramenée par le primaire fonctionnant en autotransformateur de rapport 2; d'où l'équation différentielle où $v(t)$ est la demi-tension primaire.

$E = L\,\mathrm{d}i/\mathrm{d}t + v$ car $v_{AK} \simeq 0$ pour Th 1

$i = C'\,\mathrm{d}v/\mathrm{d}t + v/R'$

$E = LC'\,\mathrm{d}^2v/\mathrm{d}t^2 + L/R'\,\mathrm{d}v/\mathrm{d}t + v.$

Que se passe-t-il au moment du déclenchement de Th_2? Supposons $v \simeq E$. Cette tension v étant une fonction continue du temps (ddp entre armatures d'un

condensateur), l'armature inférieure de C voit son potentiel passer de E à 0, celui de l'armature inférieure passe donc de 0 à $-E$, entraînant le blocage de Th_1. Le courant décroît dans P_1 pour augmenter dans P_2 ; les discontinuités opposées des courants dans les demi-primaires justifient les points anguleux sur le graphe de $v(t)$, mais leur somme reste approximativement constante, grâce à l'inductance L, pendant la commutation des thyristors.

Comment choisir la fréquence de l'oscillateur pilote, qui commande les déclenchements successifs des thyristors?

Avec les notations habituelles aux circuits du deuxième ordre :

m coefficient d'amortissement $= \dfrac{1}{2R'}\sqrt{\dfrac{L}{C'}}$ Ω_0 pulsation propre $= \dfrac{1}{\sqrt{LC'}}$

on obtient une solution du type :

$$v(t) = E + e^{-m\Omega_0 t}[A \cos \Omega_0 \sqrt{1 - m^2}\, t + B \sin \Omega_0 \sqrt{1 - m^2}\, t]$$

dans le cas intéressant où $m < 1$. Les constantes A et B seraient obtenues en faisant des remarques sur la continuité de v, et sur le fait qu'en régime établi la tension v est périodique de même période T que l'oscillateur pilote.

Si l'on veut une tension de sortie d'allure sinusoïdale, la valeur de T doit être voisine de la période propre $T_0 = 2\pi/\Omega_0$ du circuit oscillant (*fig. 21*). Par contre, si $T < T_0$, la tension se rapprocherait d'une forme triangulaire.

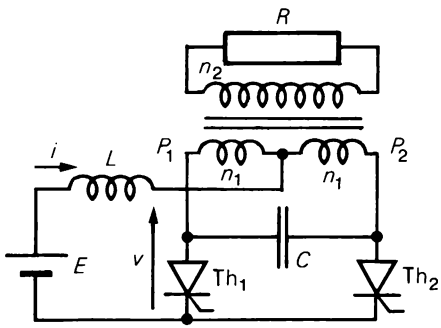


Fig. 9.19.

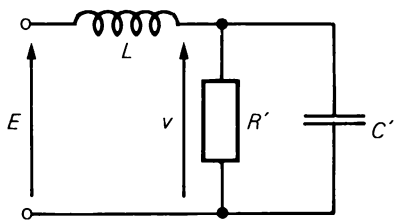


Fig. 9.20.

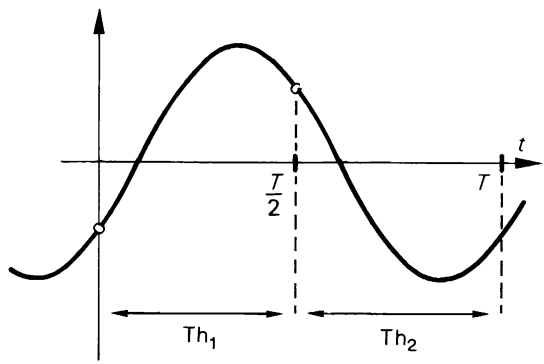


Fig. 9.21.

b) *Source à point milieu.*

Le schéma que nous étudierons comporte un diviseur capacitif de la source continue, et une inductance à point milieu de confirmation de blocage d'un thyristor ; les bobinages sont couplés magnétiquement (*fig. 22*). Le courant dans la charge, vaut le double de celui d'un condensateur :

$$i = i_{e2} - i_{e1} = C\frac{d}{dt}(u_2) - C\frac{d}{dt}(u_1) = 2i_{c2}$$

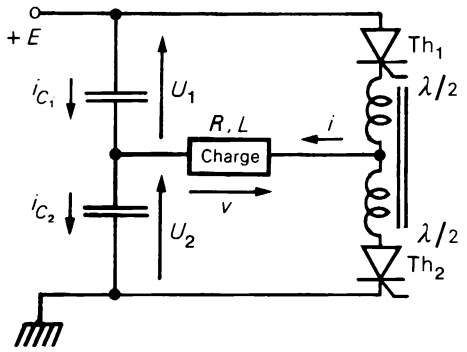


Fig. 9.22.

Quand $\mathbf{Th_1}$ conduit, on a la loi des mailles :

$$E = \frac{\lambda}{2}\frac{di}{dt} + v + u_2 \quad \text{avec} \quad i = 2C\frac{du_2}{dt}$$

$$\text{et} \quad V = Ri + L\frac{di}{dt}$$

$$E = u_2 + 2RC\frac{du_2}{dt} + 2LC\frac{d^2u_2}{dt^2} \quad \text{avec} \quad (L \gg \lambda).$$

Si l'on veut, à la fois, un régime pseudo-périodique et une commutation naturelle de montage, on doit avoir :

- $2L^2 > RC$: faible amortissement du circuit oscillant.
- $T > 2\pi\sqrt{2LC}$: période de l'oscillateur pilote plus grande que la période du circuit série (chaque thyristor laisse passer une « bosse » de courant retombant à zéro).

Circuit de commutation forcée (*fig. 23*). Il comporte deux diodes de roue libre, et deux condensateurs de commutation. On peut régler la période du montage global, indépendamment du produit LC. La charge peut être à dominante inductive ou capacitive ; seul changera l'ordre de succession des composants conducteurs. La commande d'un thyristor impose, après régime de commutation, le changement de signe de la tension v.

Charge à dominante inductive. Étude de la commutation $Th_2 - D_1$ (*fig. 24*).

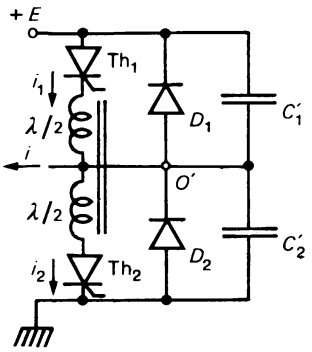


Fig. 9.23.

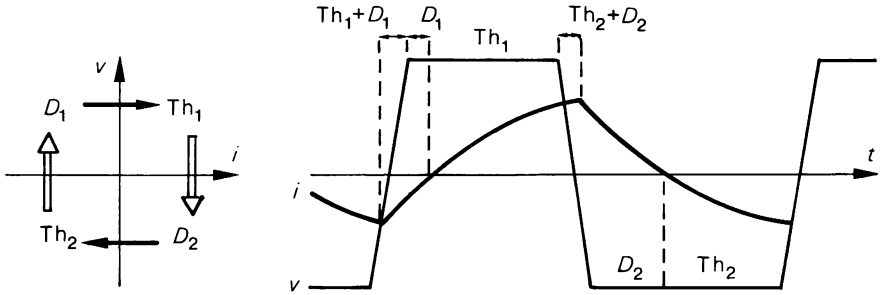


Fig. 9.24.

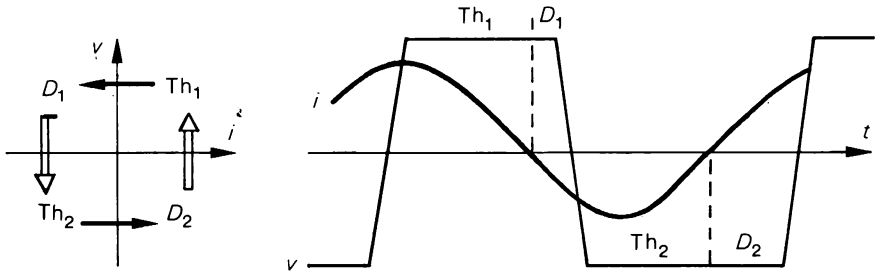


Fig. 9.25.

On va envoyer une impulsion sur la gâchette de Th_1, dont le déblocage sera provisoire :

— Conduction de Th_1 : Th_1 ayant été amorcé, il y a échange des courants $i_2 = -i$ et i_1 à cause de la continuité des ampère-tours dans l'inductance de couplage. Le potentiel de 0′ va varier entraînant des courants de charge dans les condensateurs C'. Ces courants ont une valeur initiale i égale en valeur absolue, au courant dans la charge et dans Th_1.

— Conduction simultanée de Th_1 et D_1 : Quand v prend la valeur E volt, les courants i_c disparaissent; la diode D_1 devient passante; Th_1 reste

conducteur; la différence $i_1 - i_{D_1}$ vaut le courant de charge et reste sensiblement constante. Par contre, ces courants vont décroître jusqu'au blocage de Th_1. D_1 reste alors seule conductrice tant que i dans la charge est négatif (avec l'orientation de la *figure 22*).

Les impulsions de commande subsistant en permanence, il y aura commutation libre entre D_1 et Th_1 quand la valeur du courant traversera la valeur zéro pour devenir positif.

Charge à dominante capacitive. Étude de la commutation D_2. Th_1 (*fig. 25*).

On a $i > 0$ et $v < 0$ quand D_2 conduit; on souhaite inverser le signe de la tension v par amorçage de Th_1. Quand l'impulsion de commande arrive, une discontinuité de tension a lieu sur sa cathode K_1, qui se répercute sur l'anode A_2 et bloque Th_2.

D_2 et Th_1 vont donc conduire simultanément, la somme $i_{D_2} + i_1$ des courants étant sensiblement constante, et leur variation en fonction du temps linéaire. Quand D_2 va cesser de conduire, le potentiel v aux bornes de la charge va pouvoir évoluer; les courants de charge i' vont apparaître et le thyristor Th_1 va conduire $i_1 = i + 2i'$ tant que i' est positif (c'est-à-dire v croissant jusqu'à $+E$).

Ensuite, tant que v et i sont positifs, Th_1 est le seul composant conducteur; à l'instant du changement de signe de i, Th_1 cèdera librement (naturellement) la conduction du courant à D_1.

7. **Onduleur monophasé en pont**

a) *Schéma de principe.*

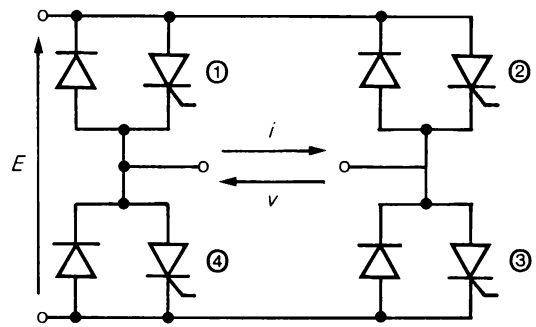


Fig. 9.26.

Les thyristors ont le rôle d'interrupteur; dans le montage *à commande simultanée* l'amorçage de Th_1 et Th_3 a lieu au même instant; de même pour Th_2 et Th_4.

Si la source E est accompagnée d'un condensateur en parallèle et ne peut donc subir de discontinuité de tension, on parlera d'*onduleur de tension;* la forme de $v(t)$ sera celle d'un créneau, et le courant $i(t)$ se rapprochera d'une sinusoïde si la charge est un *RLC* série jouant alors le rôle de filtre passe bande.

Si la source E, est accompagnée d'une inductance série et ne peut subir de discontinuité de courant, on parlera d'*onduleur de courant* (ou *COMMUTATEUR*); $i(t)$ est une fonction créneau; $v(t)$ est sinusoïdal si la charge présente un condensateur en parallèle (au moins en service pendant les durées de commutation).

Il n'y a pas de raison pour que les fondamentaux de $v(t)$ et $i(t)$ soient en phase. Il faut donc prévoir l'inversion du courant $i(t)$. Si la charge est à dominante capacitive, donc i en avance sur v, la présence des diodes de roue libre assurera le changement de signe de i sans problème particulier (dans l'onduleur de tension, Th_2 et Th_4 prennent la suite de D_1 et D_3 et assurent l'inversion de v; dans le commutateur, les diodes ne sont même plus nécessaires). On dit qu'il y a *commutation par la charge*. Si la charge est inductive, il faudra envisager des circuits de *commutation forcée* pour bloquer un thyristor alors qu'il est encore conducteur, ou bien pour le rendre passant alors qu'il est encore sous tension v_{A_K} négative.

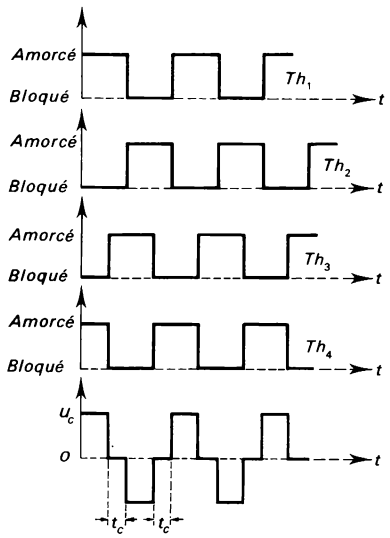


Fig. 9.27.

Il existe aussi des montages à *commande décalée :*

La tension alternative efficace de sortie est *réglable*. En effet si l'on prend soin de décaler d'un temps t_c

– l'amorçage de Th_3 par rapport à Th_1 :

– l'amorçage de Th_4 par rapport à Th_2, la *figure 27* montre que la tension appliquée à la charge est en créneaux d'autant plus minces (et la valeur efficace

d'autant plus faible) que le temps t_c est plus voisin de la demi-période. En effet on peut écrire :

$$U_{ceff} = \frac{1}{T}\int_0^T u_c^2 \, dt = \frac{1}{T}\left(\int_0^{t_c} O \, dt + \int_{t_c}^{T/2} E^2 \, dt + \int_{T/2}^{T/2+t_c} O \, dt + \int_{T/2+t_c} E^2 \, dt\right)$$

$$U_{ceff} = \frac{1}{T}(E^2 T - 2E^2 t_c)$$

et $$U_{ceff} = E\sqrt{1 - \frac{2t_c}{T}}$$

b) *Onduleurs à commutation par la charge.*

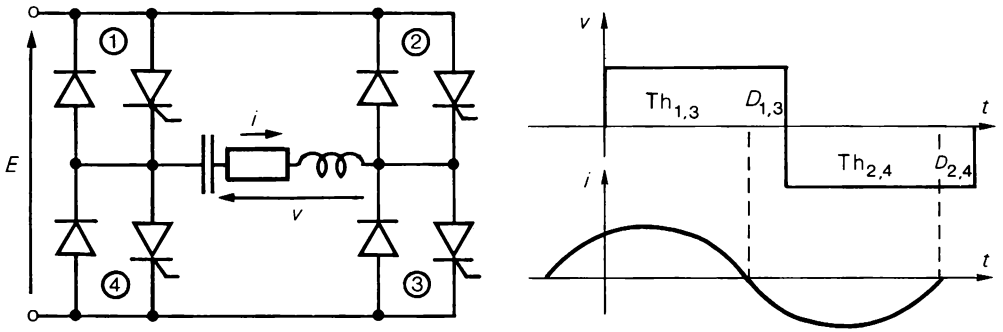


Fig. 9.28.

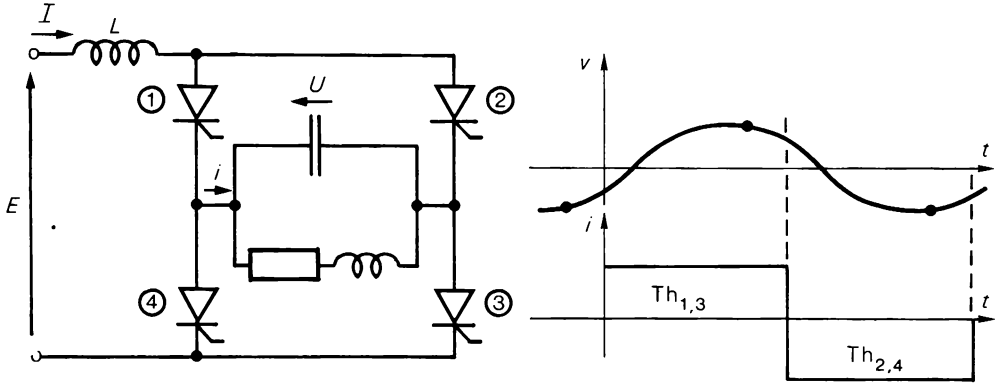


Fig. 9.29.

Nous n'indiquons que les schémas de principe et l'allure idéalisée du courant et de la tension relatifs à la charge.

c) *Onduleurs à commutation forcée*

• Un onduleur en pont « auto-commuté » aurait un schéma donné par le doublement du montage de la *figure 23*, faisant ainsi apparaître un pont complet.

• Un autre montage produisant une commutation plus rapide comporte des thyristors auxiliaires à la place des condensateurs C' (*fig. 30*).

Le passage de la conduction du courant de charge i de thyristor principal Th_1, vers la diode D_2 nécessite et utilise les étapes suivantes :

• amorçage de T_{a_1},

• production d'un régime oscillatoire du circuit LC; i_{T_1} décroît jusqu'au blocage de Th_1 ; i_L amorce une alternance de sinusoïde, dont l'excès par rapport à i se referme dans D_1, puis alimente directement la charge,

• quand la tension « transitoire » aux bornes de C atteint une certaine valeur, la diode D_2 se met en conduction et son courant remplace progressivement i_L jusqu'à extinction de T_{a_1}.

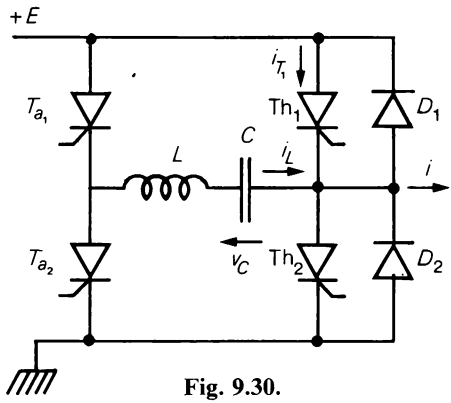


Fig. 9.30.

d) *Groupement d'onduleurs en pont.*

On peut obtenir une forme de tension « quasi-sinusoïdale » en se servant de montages en pont utilisant des amplitudes et des décalages différents.

• Addition de trois tensions rectangulaires, par exemple pour restituer l'alternance positive :

$$\begin{cases} \text{hauteur : } V & \text{durée } 180^\circ \\ \text{hauteur : } 1{,}4V & \text{durée } 120^\circ \\ \text{hauteur : } 0{,}7V & \text{durée } 60^\circ \end{cases}$$

il faut mettre en série les tensions issues des trois secondaires de transformateurs dont chaque primaire est relié à un onduleur.

• Choix d'une tension secondaire possible, avec des redresseurs commandés, entre différents rapports de transformation; on « aiguille » ainsi différents extraits d'une tension créneau convenable en leur donnant une hauteur voulue.

8. Onduleurs triphasés.

a) *Onduleur de tension :*

Deux thyristors d'un même bras sont commandés à 180° de décalage. Les thyristors de deux bras voisins sont commandés à 120° de décalage. On obtient ainsi des tensions composées dont les valeurs sont E, 0 ou $-E$ volts, la durée d'un niveau non nul étant de 120° par alternance.

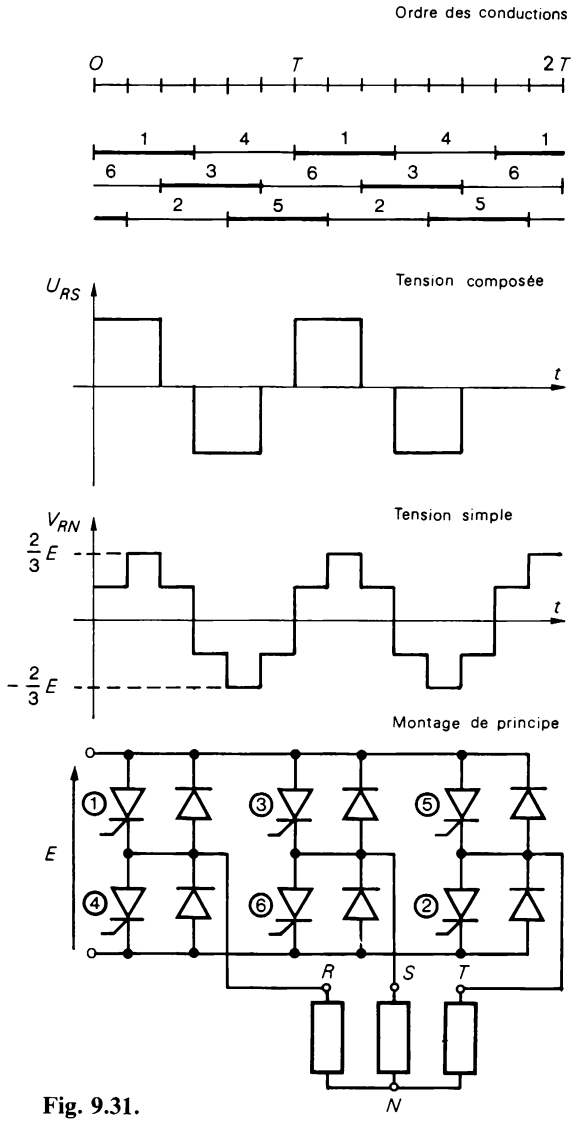


Fig. 9.31.

Potentiel du centre de l'étoile N : en régime équilibré chaque élément du récepteur met en relation la tension à ses bornes et le courant qui le traverse par la même équation différentielle linéaire du type :

$$v_R - v_N = \alpha i_R + \beta \frac{\mathrm{d}i_R}{\mathrm{d}t} + \gamma \frac{\mathrm{d}^2 i_R}{\mathrm{d}t^2} + \ldots$$

En ajoutant membre à membre les équations obtenues, et en remarquant que le montage est 3 fils ($i_R + i_S + i_T = 0$), on obtient :

$$v_N = (v_R + v_S + v_T)/3.$$

v_N ne peut donc prendre que les valeurs $\pm E/3$ et $\pm 2E/3$ suivant les intervalles de temps considérés, d'où l'allure d'une tension simple (*fig. 31*).

b) *Commutateur triphasé* (*fig. 32*).

La tension aux bornes de la charge, qui peut être inductive, devient continue en fonction du temps grâce aux condensateurs de commutation et aux thyristors auxiliaires.

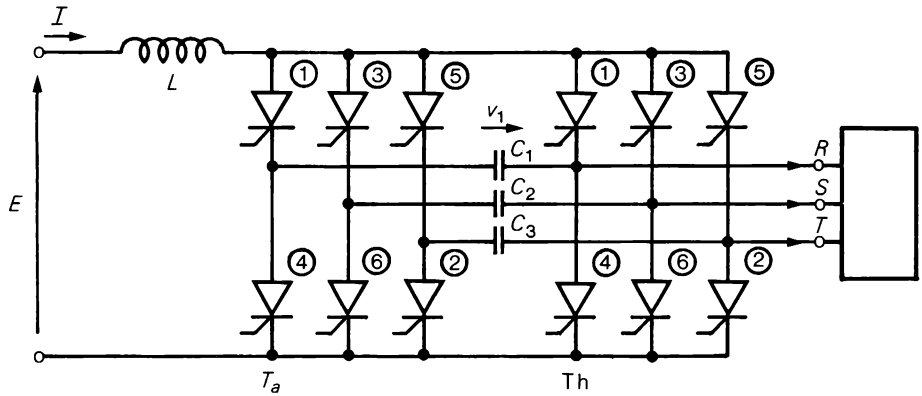


Fig. 9.32.

Examinons la commutation de Th_1 à Th_2 (quand Th_2 assure le retour du courant) on amorce T_{a_1} ; la tension v_1 négative est appliquée à Th_1 et le bloque ; le courant I traverse T_{a_1} et C_1 qu'il charge à courant constant, assurant ainsi le changement de signe de v_1. Th_3 devient conducteur quand son potentiel d'anode est suffisamment élevé. Le courant augmente dans la branche de Th_3 au détriment de celui traversant T_{a_1} ; quand ce dernier retrouve la valeur zéro, T_{a_1} se bloque ; la tension v_1 se retrouve de signe favorable pour assurer la commutation de Th_4 par T_{a_4}.

c) *Groupement d'onduleurs en pont.*

On peut, à partir d'onduleurs monophasés et de transformateurs de rapport convenable, réaliser l'approximation de sinusoïdes sous forme de « marches d'escalier », et décalées entre elles d'un tiers de période du fondamental. Si les alternances présentent un nombre élevé de paliers, le filtrage des tensions obtenues n'est pas nécessaire.

HACHEURS
CONVERSION CONTINU-CONTINU

9. Problème du blocage d'un thyristor alimenté sous tension continue

Exemple 1 : Bascule à thyristors (*fig. 33*).

On commande Th : le récepteur est alimenté et la tension à ses bornes vaut E; le circuit RC est soumis à un régime transitoire et C se charge sous la tension E; le thyristor auxiliaire T_a est bloqué pendant ce temps.

On commande T_a : la tension $-U_C = -E$ est appliquée à Th, qui se bloque si une tension U_{AK} négative lui est imposée un temps supérieur à sa durée de désamorçage t_q. T_a se désamorce spontanément si le courant continu E/R susceptible d'exister est en réalité inférieur à son courant de maintien.

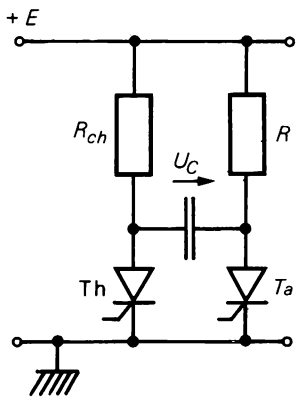


Fig. 9.33.

Exemple 2 : Circuit L, C, diode (*fig. 34*).

Th bloqué; on amorce T_a. Le condensateur se charge sous la tension E, au travers de T_a et R; puis, le courant disparaissant, T_a se bloque spontanément.

On amorce Th ; un régime transitoire va s'effectuer dans la boucle L, C, D, Th selon les équations :

$$-i = C\frac{dv}{dt} \; ; \; -v + L\frac{di}{dt} = 0$$

$$v + LC\frac{d^2v}{dt^2} = 0 \text{ tant que } i > 0 \text{ et } v \text{ croisssant.}$$

En posant $LC\Omega_0^2 = 1$, la solution s'écrit :

$$v = A \cos \Omega_0 t + B \sin \Omega_0 t.$$

Les constantes A et B doivent satisfaire aux conditions de continuité de v et $\frac{dv}{dt}$ à l'amorçage de Th $\left(\text{donc } v = E \text{ et } \frac{dv}{dt} = 0\right)$:

$$v = E \cos \Omega_0 t.$$

A la fin de cette étape, on obtient $v = -E$, au bout d'une durée égale à $\pi\sqrt{LC}$ secondes.

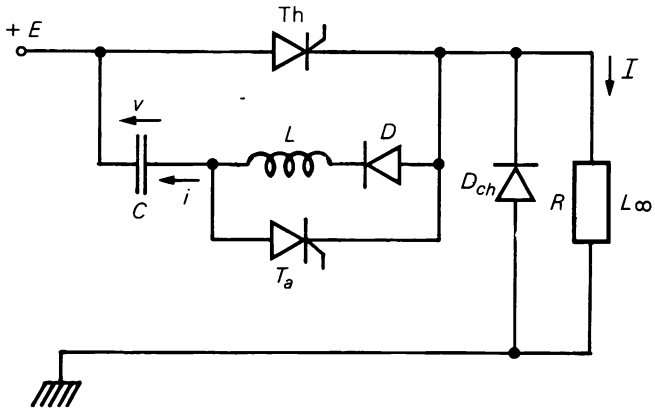


Fig. 9.34.

On amorce T_a et on applique donc une tension négative au thyristor Th. Si le courant I dans la charge peut être assimilé à une constante dans cette dernière étape, on obtient :

$$I = C\frac{dv}{dt} \Rightarrow v = -E + \frac{I.t}{C}.$$

v reste négative pendant $t = \frac{C.E}{I}$. Le blocage est réussi pourvu que $t > t_q (\simeq 15\ \mu s$ par exemple).

Exemple 3 : Suppression du courant.

Th est passant. La charge est placée sous la tension E. D est bloquée, puisque sous tension légèrement inverse. Un régime précédent a permis d'obtenir $V_0 \simeq 2E$ aux bornes de la capacité de commutation.

On amorce T_a : thyristor auxiliaire. v obéit à l'équation différentielle : $v + LC\frac{d^2v}{dt^2} = E$; de même $i + LC\frac{d^2i}{dt^2} = 0$. Le courant dans la charge vaut : $I = i + i_{Th} \simeq$ cte.

Si l'amplitude du régime transitoire (en courant) est suffisante, le courant s'annule dans Th $i - I$ maintenant positive est bouclée par la diode D en parallèle inverse sur Th, il faut donc $E \sqrt{\frac{C}{L}} > I$.

Quand la diode et le thyristor sont bloqués, le courant i assure momentanément la suite de la conduction du courant de charge; la tension v variant alors linéairement. La tension v devenant négative, la diode D_{ch} devient conductrice fixant ainsi un potentiel constant ; i disparaît alors. Un nouvel amorçage de Th, fournit après régime transitoire la tension voulue V_0 aux bornes de C (*Fig. 35* et *36*).

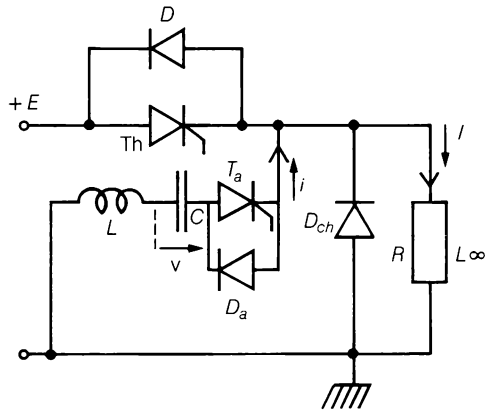


Fig. 9.35.

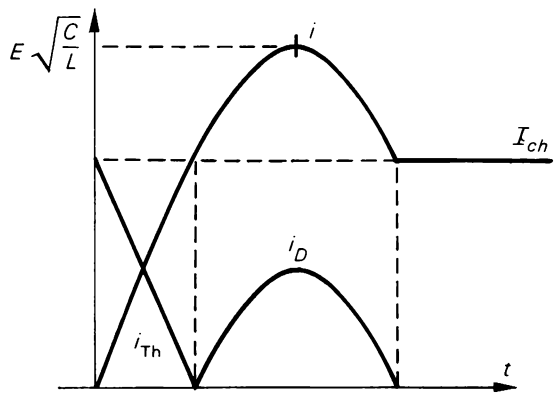


Fig. 9.36.

Un thyristor muni de son circuit de blocage est un interrupteur unidirectionnel commandé. On lui donnera un symbole représenté (*fig. 37*).

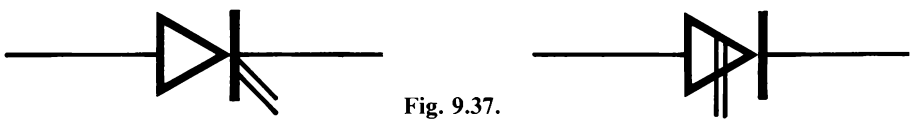


Fig. 9.37.

10. **Hacheur série (dévolteur)** (*fig. 39*)

On place en parallèle sur la charge, supposée très inductive, une diode de roue libre pour assurer la continuité du courant *Ich*. Par ailleurs, pour filtrer le courant emprunté à la source, on dispose un quadripôle formé d'une inductance série et d'un condensateur en dérivation. On obtient ainsi une source fictive, qui « supporte » mieux les prélèvements de courant.

Soit t_1 la durée de conduction du hacheur, par période T. On appellera rapport cyclique du hacheur, la valeur relative $\alpha = t_1/T$.

Si la charge est infiniment inductive, i est constante et vaut $\frac{S_0}{R} = \frac{E\alpha}{R}$; par contre le courant débité par la source, sous tension constante E, a la valeur moyenne $\alpha S_0/R$.

Le hacheur idéalisé ne prélevant aucune puissance, on retrouve l'égalité :

$$E \cdot \frac{\alpha S_0}{R} = \frac{S_0}{R} \cdot E\alpha$$

d'où rendement théorique égal à 1. Le montage permet, par le réglage de α, de contrôler une forte puissance « continue ».

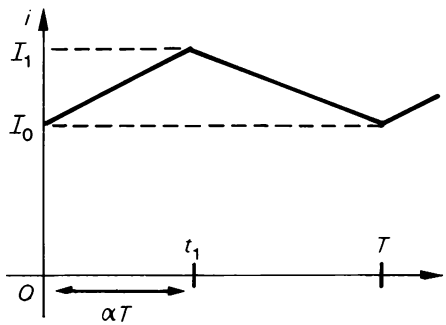


Fig. 9.38.

Calcul de l'ondulation du courant dans la charge (*fig. 38*) :

– *H* conduit :

$$E = Ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

$$i = \frac{E}{R} + \left(I_0 - \frac{E}{R}\right)\mathrm{e}^{-t/\tau}, \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

avec I_0 provisoirement inconnu

$$I_1 = \frac{E}{R} + \left(I_0 - \frac{E}{R}\right)\mathrm{e}^{-t_1/\tau}$$

d'où

$$k_1 = \mathrm{e}^{-t_1/\tau} = \frac{I_1 - E/R}{I_0 - E/R}.$$

– D conduit : $$0 = Ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

$$I_0 = I_1 \, \mathrm{e}^{-(T-t_1)/\tau}$$

On en déduit facilement :

$$I_1 = \frac{E}{R}\frac{1-\mathrm{e}^{-t_1/\tau}}{1-\mathrm{e}^{-T/\tau}} \quad ; \quad \frac{I_1 - I_0}{I_1 + I_0} = \frac{T}{t_1}\frac{(1-\mathrm{e}^{-t_1/\tau})(1-\mathrm{e}^{-\frac{T-t_1}{\tau}})}{(1-\mathrm{e}^{-T/\tau})}$$

D'où les expressions approchées quand $T \ll \tau$:

$$I_1 \simeq I_0 = \frac{E\alpha}{R} \quad ; \quad \frac{I_1 - I_0}{I_1 + I_0} = \alpha(1-\alpha)\frac{T}{r}.$$

A circuit de charge donné, l'ondulation passe par un minimum pour $\alpha = 0{,}5$.

11. **Hacheur parallèle (survolteur)** (*fig. 40*)

Quand le hacheur conduit, le courant côté-source augmente, car on a un court-circuit temporaire; la tension de la charge décroît faiblement, si elle est associée à une constante de temps $RC \gg T$.

Quand le hacheur est bloqué, le courant i_s est aiguillé sur la charge dont la tension augmente. Les courants i_s et i_c décroissent ensemble si l'on peut admettre $i \simeq$ constante (charge utile inductive).

En supposant la bobine de lissage inductive pure :

$$U = E - L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \quad \text{avec} \quad U > E,$$

$$\int_{t_1}^{T} U \, \mathrm{d}t = E(t_1 - T) - \int_{t_1}^{T} L \, \mathrm{d}i,$$

$$(U-E)(T-t_1) = L[i(t_1) - i_{(T)}]$$

en admettant $U \simeq$ constante.

Par ailleurs, quand H était conducteur :

$$E = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \quad \text{soit} \quad Et_1 = L[i(t_1) - i_{(0)}].$$

Comme en régime établi $i_{(T)} = i_{(0)}$, on obtient la relation approchée :

$$U \simeq E\frac{T}{T-t_1} = \frac{E}{1-\alpha}$$

avec α : durée relative de conduction du hacheur.

Schématiquement, il y a échange de la grandeur constante et de la grandeur « créneau » entre la source et la charge, et ceci avec un rendement voisin de l'unité.

Source : $E \simeq$ cte $\quad I_S(t)$: fonction rectangulaire
Charge : $I \simeq$ cte $\quad U(t)$: fonction rectangulaire

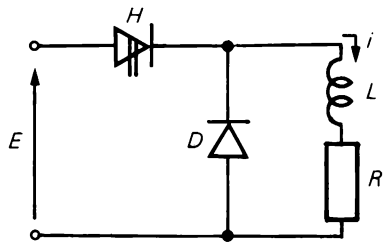


Fig. 9.39.

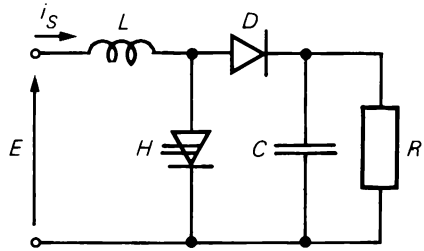


Fig. 9.40.

12. Alimentation à découpage

C'est un exemple de hacheur à transistors. A partir du redressement et du filtrage d'une source alternative, on obtient une source continue de tension moyenne fixe entre les points E et M (*fig. 41*).

Un montage à transistors assure le découpage de cette tension pour produire une tension rectangulaire entre A et M. Les transistors sont employés en commutation; la base de T est commandée par un générateur de créneaux de rapport cyclique fixe (montage en boucle ouverte) ou réglable (montage régulé, ou en boucle fermée) : la conduction de T implique celle des transistors T_p montés en Darlington et pouvant assurer le courant nominal.

Quand T_p est saturé, le courant principal passe par la source, T_p, l'inductance de lissage L, et la charge.

Quand T_p est bloqué, ce courant se referme dans L, R_{ch} et la diode de roue libre D.

La tension moyenne en B vaut $S_0 = V_0\alpha - rI_0$; elle chute à cause essentiellement de la résistance de la bobine de lissage. C'est aussi à cause de r que le rendement théorique du montage est inférieur à 1.

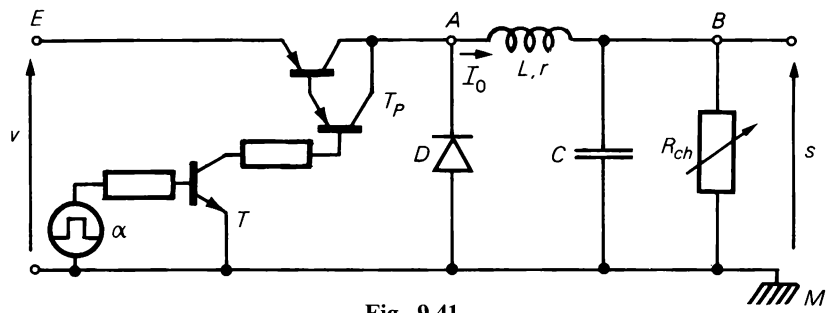
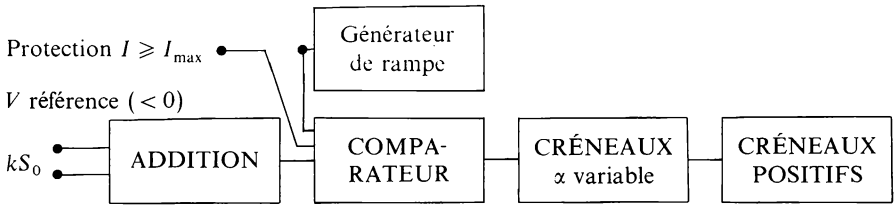


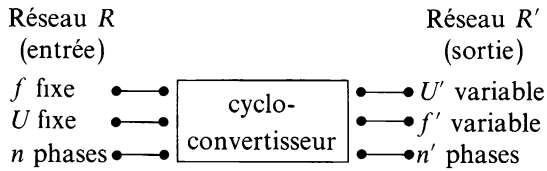
Fig. 9.41.

Voici par ailleurs le schéma synoptique de la régulation, qui permet d'ajuster α pour maintenir S_0 constant lorsque la demande de courant varie :



CYCLOCONVERTISSEUR

C'est un convertisseur statique de fréquence qui répond au synoptique suivant :



13. **Principe du cycloconvertisseur.** — La tension de sortie est obtenue par la juxtaposition de fragments de sinusoïdes successives empruntées aux différentes phases du réseau R d'entrée.

La *figure 45* montre comment, à partir d'un ensemble de tensions sinusoïdales hexaphasées un cycloconvertisseur prélevant des tranches convenables des sinusoïdes successives du réseau d'entrée peut délivrer une tension telle que la valeur moyenne dans chacune de ces tranches varie suivant une loi sinusoïdale.

Chaque phase du moteur est alimentée (*fig. 42*) par deux redresseurs onduleurs disposés en montage antiparallèle.

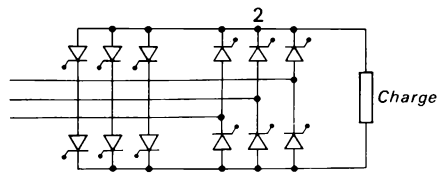


Fig. 9.42. — Cycloconvertisseur monophasé.

Ces redresseurs-onduleurs sont constitués par des thyristors. Rappelons que, suivant que le retard à l'amorçage de ces thyristors est inférieur ou supérieur à 90°, l'ensemble fonctionne en redresseur ou en onduleur.

14. **Obtention d'une tension de sortie se rapprochant de l'onde sinusoïdale.** – Le principe consiste à créer dans l'allumage de chacun des thyristors un retard variant suivant une loi linéaire.

Considérons en effet deux demi ondes sinusoïdales (*fig. 43*) utilisées avec un retard tel que l'angle d'amorçage est égal à ψ. Désignons par $\hat{V}$ la valeur maximale de la tension, V_{moy} la valeur moyenne en 1/2 onde complète et V_ψ la valeur *moyenne* avec le retard ψ. On a

$$V_\psi = \frac{1}{\pi}\int_\psi^\pi \hat{V} \sin\theta \, d\theta = -\frac{\hat{V}}{\pi}[\cos\theta]_\psi^\pi = -\frac{\hat{V}}{\pi}(-1-\cos\psi)$$

avec

$$V_{moy} = \frac{2}{\pi} \quad \text{d'où} \quad \hat{V} = \pi V_{moy}/2$$

et

$$V_\psi = \frac{V_{moy}}{2}(1+\cos\psi)$$

Cette valeur V_ψ comporte donc un terme constant $V_{moy}/2$ et un terme variable que nous retiendrons seul $(V_{moy}/2)\cos\psi$. Dès lors si l'on fait varier ψ *suivant une loi linéaire* ($\psi = Kt$) ce terme variable varie, en fonction du temps suivant une loi sinusoïdale.

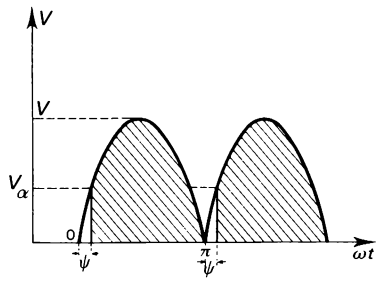


Fig. 9.43.

Supposons que les angles d'allumage des thyristors qui alimentent une phase varient linéairement au cours d'une période. Les valeurs moyennes de tension des tranches (*fig. 44*) utilisées sur les 6 sinusoïdes représentant les 6 tensions par

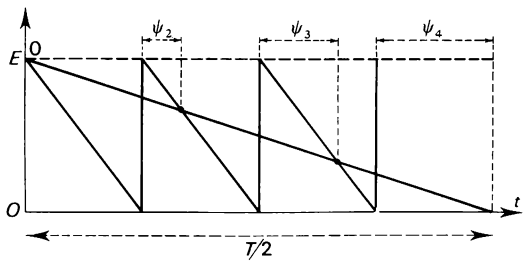


Fig. 9.44.

rapport au neutre des deux ponts, varient elles-mêmes suivant une loi sinusoïdale.

C'est ce que montre la *figure 45*. On voit en trait fort les portions utilisées des 6 sinusoïdes qui représentent les tension de sortie appliquées à un seul des enroulements du moteur triphasé. Sur chacune de ces portions la valeur moyenne est indiquée en pointillé. On voit qu'elle est sinusoïdale et que sa période est égale à $4T$ (donc sa fréquence $f' = 50/4 = 12{,}5$ Hz si le réseau d'entrée est à 50 Hz.

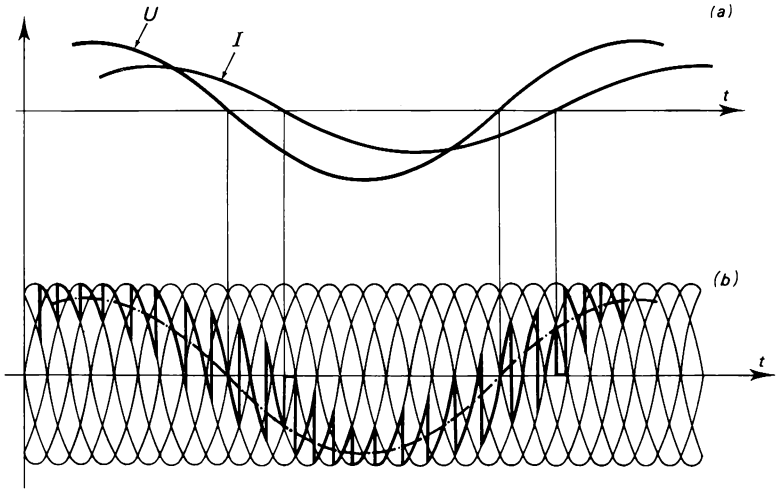


Fig. 9.45. – *a*) Variation de la tension et du courant pour un récepteur inductif alimenté par un alternateur. – *b*) Tension fournie par un cycloconvertisseur alimentant le même récepteur à la même fréquence.

15. **Variation linéaire de l'angle d'allumage.** – Raisonnons, pour simplifier, sur une onde monophasée et supposons que nous disposons de deux tensions en dents de scie, l'une de période $T/2$ (T = période de la tension d'entrée) l'autre de période $T/8$. Le point de rencontre de ces deux ondes fixant le point d'allumage du thyristor. Désignons par E la valeur maximale de ces deux tensions en dents de scie.

La première V_0 peut s'exprimer par :

$$v = E - \frac{E}{T/2}\, t = E\left(1 - \frac{2t}{T}\right)$$

La seconde V_i ayant, par exemple $T/4$ pour période étant exprimée par

$$v = \frac{E}{T/8}\,[t - (n-1)T/8]$$

(n = fréquence de la tension V_i).

L'égalité des deux tensions a lieu pour

$$E\left(1 - \frac{2t}{T}\right) = \frac{8E}{T} - (n-1)\frac{T}{8} \quad \text{ou} \quad t = T(n-1)/6$$

On voit que les retards à l'amorçage sont proportionnels au nombre de périodes. Ils croissent linéairement (*fig. 44*) par valeurs discrètes. La valeur moyenne de chaque tranche de sinusoïde utilisée varie donc suivant une loi sinusoïdale et la fréquence de la tension de sortie dépend de la période T de la tension V_0 en dents de scie. Il en est évidemment de même pour chacune des phases d'un réseau triphasé.

REMARQUE. – Par son principe même le cycloconvertisseur ne peut fournir qu'une fréquence de sortie sensiblement *inférieure* à la fréquence du réseau d'alimentation. Le tiers de cette fréquence (soit 16 Hz environ pour un réseau à 50 Hz) est généralement considéré comme une limite raisonnable.

16. **Applications des cycloconvertisseurs.** – Elles découlent de leurs propriétés

– Alimentation de moteurs triphasés lents et de grande puissance, par exemple de moteurs d'entraînement de broyeurs à ciment (fort couple, faible vitesse).

– Alimentation d'un ensemble de moteurs devant tourner lentement à des vitesses voisines : c'est le cas des moteurs de rouleaux de laminoirs.

– Possibilité d'emploi d'alternateurs de 150 Hz (plus économiques) ce qui permet l'alimentation de moteurs à plus basse fréquence et tension variable.

CHAPITRE 10

APPLICATION AUX MACHINES

MACHINES SYNCHRONES

1. Excitation et régulation des alternateurs sans bagues ni balais

Principe. Montage. Avantages. – L'évolution des systèmes d'excitation des alternateurs vers un accroissement de l'endurance en service, de la rapidité de réponse et de la précision de la tension a conduit à la réalisation d'alternateurs *sans bagues ni balais* appelés encore à *redresseurs tournants*.

L'alternateur comporte (*fig. 1*) une machine complémentaire appelée *excitateur* ou alternateur d'excitation qui est un alternateur inversé (rotor induit) tournant c'est-à-dire monté sur l'arbre commun.

Cet excitateur délivre donc une tension triphasée qui est redressée par un pont de diodes tournantes directement relié au circuit inducteur de l'alternateur principal. La liaison entre le rotor alternateur et le pont redresseur étant effectuée par câbles, les bagues d'excitation sont supprimées.

L'inducteur de cet excitateur est alimenté en courant continu par le régulateur, lui-même alimenté par la tension du réseau.

L'amorçage de l'ensemble se produit grâce au magnétisme rémanent des machines et au seuil très bas des diodes. Le régulateur à transistors comporte un

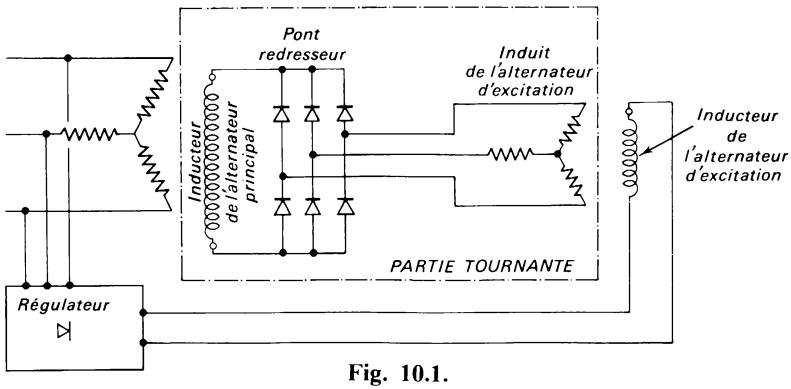


Fig. 10.1.

redresseur, un détecteur d'écart (entre la tension redressée et une tension de référence. Le signal d'écart amplifié agit sur la tension de sortie régulée de façon à faire varier l'excitation de l'alternateur dans le sens convenable.

Les principaux avantages de ce mode d'excitation et de régulation sont : absence d'étincelles, réduction de l'encombrement, absence d'usure, entretien très réduit et possibilité d'exploitation sans personnel spécialié.

2. **Alternateur auto-excité**

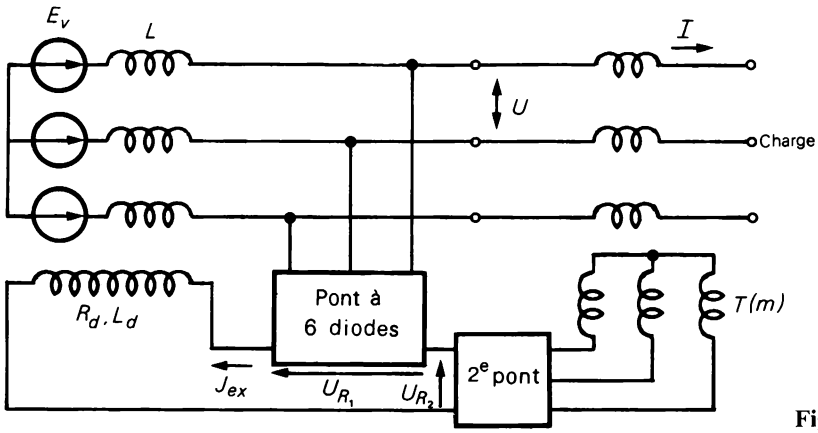


Fig. 10.2.

Amorçage à vide de l'alternateur : Supposons pour l'instant que n'existe que le premier pont de diodes (donc T retiré et $U_{R_2} = 0$). L'amorçage peut avoir lieu si l'on réunit les mêmes conditions favorables que pour la dynamo shunt :

– existence d'un flux rémanent suffisant,
– bonne orientation du courant inducteur,
– résistance du circuit inducteur suffisamment faible, à vitesse donnée du rotor.

A vide, on doit écrire par enroulement l'égalité de la F. É. M. et de la tension simple $E_v \simeq V$ avec $E_v = f(J_{ex})$: caractéristique à vide, $V = \dfrac{R_d J_{ex}}{2{,}34}$: équation de la droite des inducteurs.

En effet, la tension moyenne redressée peut s'écrire pour un pont de Graetz triphasé :

$$R_d J_{ex} = U_{R_1} = \frac{3}{\pi} U_{max} = \frac{3}{\pi} U\sqrt{2} = \frac{3}{\pi}\sqrt{3}\sqrt{2}\,V.$$

Si ce premier pont est un pont mixte, on peut même faire varier la tension à vide V_0.

Prédétermination d'une caractéristique en charge : (1)

Soit $\varphi = \text{cte}$ l'argument d'un récepteur triphasé équilibré. Partons d'une tension $V \neq V_0$, et calculons le courant I correspondant, en suivant un raisonnement analogue à celui de la construction de Picou.

(1) Voir Problème 2.6 pages 69-70 dans « Problèmes d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs : machines électriques », par A. Fouillé.

Successivement :

- on calcule J_{ex} par la droite des inducteurs,
- On lit E_v sur la caractéristique à vide,
- On calcule $L\omega I$, soit graphiquement, soit par la relation

$$E_v^2 = V^2 + (L\omega I)^2 + 2VL\omega I \sin \varphi,$$

- Par ailleurs $L\omega = E_v/I_{cc}$ est calculable.
- On obtient enfin I.

Il est facile de voir que, sur charge inductive, cette caractéristique externe est davantage tombante, que la caractéristique habituelle avec excitation constante. Cette « chute » étant encore aggravée dans la pratique par l'empiètement anodique dans le pont redresseur. C'est donc le point défavorable de ce procédé.

Compoundage de l'alternateur : Pour retrouver une caractéristique externe $V \simeq$ cte il faut donc augmenter « automatiquement » le courant d'excitation en même temps que le courant dans la charge ainsi que l'indiquerait la caractéristique de réglage à $\varphi =$ cte.

Une solution consiste à ajouter dans la maille d'excitation une tension continue, fonction linéaire du courant I débité. On se sert alors d'un transformateur d'appoint T, fonctionnant en transformateur de courant et débitant dans un deuxième pont redresseur, lui-même chargé par une résistance R.

On obtient :

$$R_d J_{ex} = U_{R_1} + U_{R_2} \quad \text{et} \quad R_d J_{ex} = 2{,}34V + R(mI - J_{ex})$$

Il faut malheureusement ajuster R avec l'argument φ de la charge, et le montage est moins correct en régime déséquilibré.

Une meilleure solution consiste à réaliser un véritable asservissement de tension à la sortie de l'alternateur, le premier pont comportant alors des thyristors, et l'angle de retard à la conduction de ces derniers étant réglé par la comparaison de la tension V à une tension de référence.

Un montage semblable sera décrit au §9 de ce chapitre.

3. **Moteur synchrone auto-piloté**

C'est un moteur dont l'induit est alimenté par un convertisseur de fréquence. Toutefois, pour éviter tout risque de décrochage la fréquence de déclenchement des thyristors est asservie à la vitesse de rotation du rotor, elle-même détectée par un capteur photo-électrique pour éviter toute inertie (*fig. 3*).

Un enroulement de machine synchrone possède une impédance apparente de nature inductive, dans laquelle on doit tenir compte des éléments ramenés de l'amortisseur et de l'inducteur vers le stator. Le diagramme de Behn-Eschenburg montre que cette impédance est presque inductive pure, même pour la fréquence nominale d'alimentation.

Machine commandée par un onduleur « de tension » :

La tension d'enroulement est formée de rectangles. Le courant absorbé présente entre autres un harmonique 5, relativement discret si les fuites magnétiques sont élevées. Le diagramme de Blondel appliqué aux grandeurs fondamentales fournit (*fig. 4*) :

$$\vec{V_1} = \vec{E} + \overrightarrow{XI_1},$$

X étant la réactance synchrone.

Le couple est donné par :

$$\Gamma = \frac{3p}{X\omega} E \,.\, V_1 \,.\, \sin \delta;$$

δ étant le décalage polaire.

L'asservissement maintient δ constant, et la tension U_0 de la source continue impose le fondamental V_1. On trouve, sachant que $\Omega = \omega/p$, la même relation que pour un moteur continu série : $\Gamma\Omega = \text{cte}$.

Si, par contre, l'onduleur créait une tension à $U/f = \text{constante}$, c'est le couple, et le courant absorbé qui deviendraient indépendants de la vitesse à δ donné.

Pour $\varphi < 0$ (moteur surexcité) l'onduleur pourrait fonctionner en commutation naturelle, si l'on pouvait compter sur un lissage des harmoniques. Moyennant quelques modifications sur le capteur photoélectrique, le montage est susceptible d'une réversibilité « quatre quadrants ». On change δ en $\delta + \pi$ ou en $-\delta$. (Voir définition p. 246.)

Machine commandée par un onduleur « de courant » :

Les séquences d'allumage des thyristors imposent une forme rectangulaire aux courants d'enroulement, en négligeant les temps de variation.

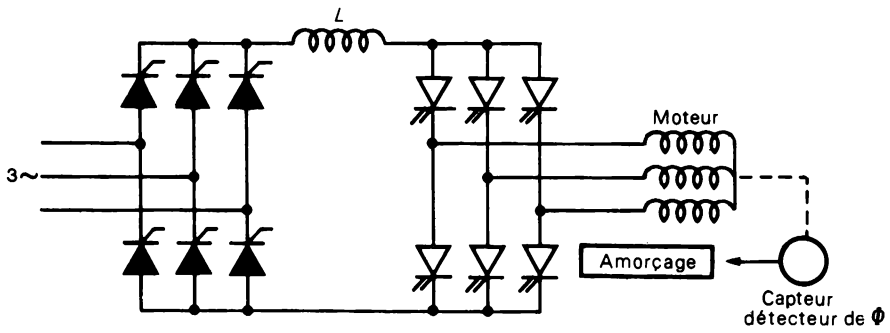


Fig. 10.3.

Une autre expression du couple est :

$$\Gamma = \frac{3p}{\omega} V_1 I_1 \cos \varphi = \frac{3p}{\omega} E I_1 \cos \Phi$$

Si l'onduleur et l'asservissement imposent V_1 et Φ respectivement, alors Ω et Γ sont constants et peuvent se régler séparément. En moteur synchrone surexcité, le fondamental I_1 est en avance sur V_1 et l'onduleur pourra fonctionner en commutation naturelle (cet avantage ne se réalisant pas en début de démarrage, celui-ci nécessitant des artifices particuliers). La réversibilité complète du système ne nécessite que peu de modifications de l'électronique de commande.

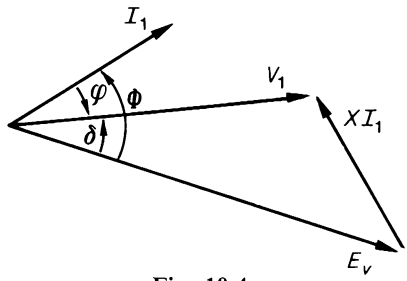


Fig. 10.4.

MACHINES ASYNCHRONES

4. Alimentation par gradateur (*fig. 5*)

Ce montage permet la variation de vitesse uniquement en charge. Les gradateurs sont mis en série sur les fils de ligne; les enroulements statoriques peuvent être laissés en étoile ou en triangle.

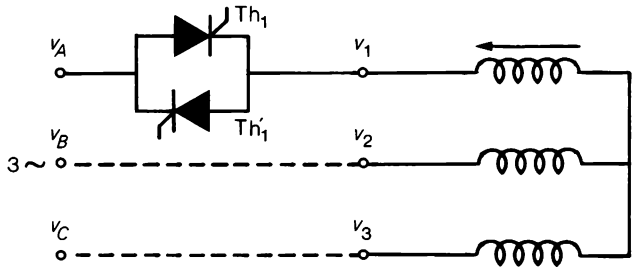


Fig. 10.5.

Chaque gradateur comporte deux thyristors tête-bêche, et le choix des instants d'amorçage détermine la forme de la tension d'enroulement, se répercutant ainsi sur la valeur efficace. On déforme ainsi la caractéristique de couple moteur dont l'ordonnée est proportionnelle à V_{eff}^2.

Le moteur constitue un récepteur de nature inductive, ce qui ne facilite pas l'amorçage des thyristors; il faut prévoir soit un signal de grille rectangulaire de grande durée (un quart de période), soit un « peigne » d'impulsions déclenchant

à coup sûr la conduction d'un thyristor. Le désamorçage d'un thyristor se fait par défaut de courant. La tension inverse est limitée, et s'annule presque quand le thyristor associé conduit.

Suivant l'angle de retard des thyristors, et la fraction de période étudiée, le nombre de composants conducteurs va de 1 à 3, et la tension v_1 peut valoir zéro, un extrait de tension simple v_A, ou une demi-tension composée U_{AB} ou U_{AC}.

5. Cascade hyposynchrone

Elle offre l'avantage de modifier l'énergie dépensée dans les enroulements rotoriques, et d'en assurer la récupération. De plus le glissement à vide, devient réglable, et l'on pourra prédéterminer les nouvelles caractéristiques de couple moteur.

Rappelons que si l'on appelle $P_{ém}$ la puissance électromagnétique traversant l'entrefer, g le glissement (vitesse relative du rotor par rapport au champ tournant), *ptr* les pertes rotoriques (cuivre et fer), *pr* la puissance acheminée à l'extérieur du rotor, nous avons :

$$ptr + pr = gP_{ém}.$$

En principe $pr \simeq gP_{ém} = g\Gamma_{ém} \cdot \Omega_s$

Le schéma est donné par la *figure 6*. La tension rotor du moteur M est redressée par un pont de diodes D. D'autre part la tension continue U_{cd} ainsi obtenue est transformée en tension alternative à la fréquence f_1 du réseau grâce à un redresseur à thyristors T fonctionnant en onduleur à commutation naturelle par le réseau. L'étage à courant continu intermédiaire est donc le changeur de fréquence destiné à convertir la fréquence variable f du courant rotor en une fréquence fixe f_1 : celle du réseau d'alimentation.

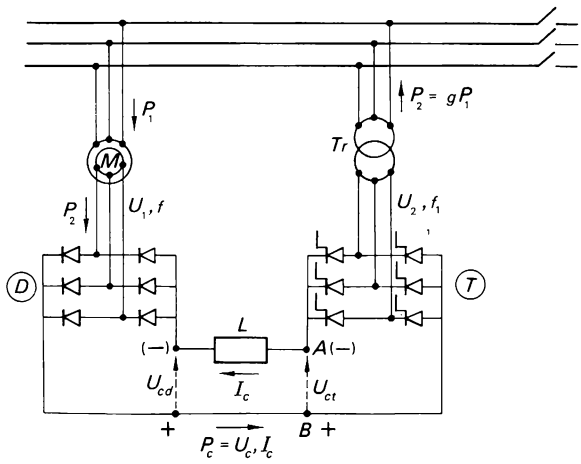


Fig. 10.6.

Étude de la machine idéalisée :

Glissement à vide : les courants rotoriques étant négligeables, le pont de diodes redresse les F. É. M. composées rotoriques :

$$U_d = \frac{3}{\pi}\sqrt{2}gmU_1 = 1{,}35gmU_1$$

m rapport de transformation du moteur asynchrone, mesuré dans l'expérience rotor calé et ouvert,

U_1 valeur efficace de la tension composée statorique.

D'autre part si la bobine de lissage est purement réactive, elle égale les potentiels moyens de ses deux extrémités.

Le pont de thyristors fournit une tension $U_t = 1{,}35m'U_1 \cos \psi$, avec

m' rapport du transformateur de retour d'énergie sur le réseau,

Ψ angle de retard à l'amorçage des thyristors.

L'égalité $U_d = -U_t$ fournit

$$g_0 = -\frac{m'}{m}\cos \Psi \quad (\text{avec } \Psi > \pi/2).$$

Le glissement est toujours compris entre 0 et 1, sa valeur maximale dépend de l'angle de garde des thyristors ($\Psi_{max} = 150^o$).

Couple électromagnétique : en négligeant les pertes rotoriques, on voit que la puissance qui transite entre les ponts vaut $g\Gamma_{ém}.\Omega_s$. Elle vaut aussi le produit des grandeurs continues U_dI_c :

$$\Gamma_{ém} = 1{,}35mU_1I_c/\Omega_s.$$

Le couple fourni apparaît avec l'existence des courants rotoriques.

Phénomènes apparaissant en charge :

- U_d est plus faible que prévu à cause de la tension de seuil des diodes, de l'empiètement anodique qui peut intéresser 4 diodes,
- les courants rotoriques sont des rectangles plus ou moins déformés qui créent des champs tournants parasites dans l'entrefer, d'où des pertes fer supplémentaires, et des déformations des courants statoriques,
- l'empiètement anodique existe aussi dans le montage à thyristors
- la chute ohmique dans la bobine de lissage crée une différence entre U_d et U_t théoriques; il en est de même des pertes du transformateur.

Écrivons $U_d = U_{d_0} - \Delta U_d$ avec U_{d_0} tension théorique à la sortie du pont de diodes, ΔU_d terme correctif fonction du glissement et des courants.

$$g = -\frac{m'}{m}\cos \Psi + \frac{\Delta U_d}{1{,}35mU_1} > g_0$$

$$\Gamma_{ém} = \left(\frac{1{,}35mU_1}{\Omega_s} - \frac{\Delta U_d}{g\Omega_s}\right)I_c < \Gamma_{\text{théorique}}.$$

Signalons que la cascade hyposynchrone permet économiquement une large gamme de variation de vitesse (liée à la valeur du rapport de transformation de T_r), ainsi que le freinage en génératrice hypersynchrone, mais ne permet pas le freinage électique en hyposynchrone et que la réversibilité du sens de rotation du moteur, techniquement possible est peu avantageuse.

6. **Alimentation par cycloconvertisseur**

C'est un montage un peu lourd à mettre en œuvre. En effet, dans l'exemple d'une alimentation triphasée il faut par bras du montage un pont de Graetz réversible, soit 12 thyristors; on arrive à un total de 36 composants. De plus, il faut prévoir toute l'électronique de commande pour imposer aux différents thyristors un retard Ψ, fonction linéaire du temps.

Ce convertisseur est employé pour les moteurs très puissants que l'on doit faire tourner à faible vitesse (broyeurs, laminoirs). On peut aussi utiliser des moteurs dont la fréquence nominale est de 50 Hz et alimentés à partir d'alternateurs délivrant du 150 Hz; leur puissance massique étant meilleure, et le rendement du convertisseur voisin de l'unité, cette solution s'avère avantageuse. Par principe, le cycloconvertisseur permet une réversibilité « quatre quadrants » (voir définition p. 246).

7. **Alimentation indirecte par onduleur**

L'onduleur triphasé doit être précédé par un montage redresseur contrôlé et un filtrage de la tension continue. Si l'on veut conserver au moteur son couple nominal, il faut opérer à U/f = constante, c'est-à-dire maintenir la valeur normale du flux coupé par un enroulement. Suivant le procédé, le réglage de la tension se fait du côté continu ou alternatif.

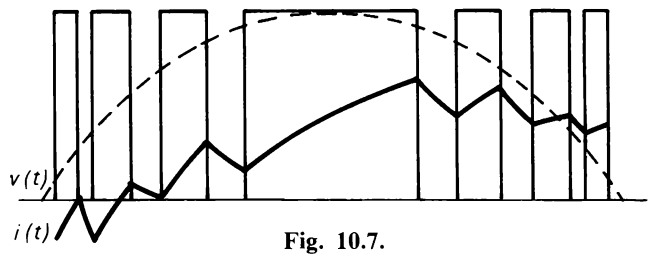


Fig. 10.7.

On retrouve l'utilisation des différents types déjà rencontrés :

– onduleur auto-commuté où l'amorçage d'un thyristor provoque le blocage du thyristor associé (on utilise la continuité momentanée de la D. D. P. entre armatures d'un condensateur)

— onduleur à commutation forcée : un régime transitoire d'un circuit L, C, diode provoque la disparition du courant qui traversait un thyristor.

L'onde alternative de tension aux bornes d'un enroulement est une succession de rectangles. Le courant statorique se rapproche davantage d'une forme sinusoïdale.

— onduleur à modulation de largeur d'impulsion (*fig.* 7) : la tension appliquée aux enroulements est une succession de plusieurs créneaux dont la largeur est proportionnelle à la valeur « locale » de la fonction sin ωt.

Sur un circuit suffisamment inductif, le courant absorbé se rapproche de la primitive de la tension précédente, et présente donc un taux d'harmoniques moindre que la tension.

MACHINES CONTINUES

8. Stabilisation de tension d'une génératrice shunt

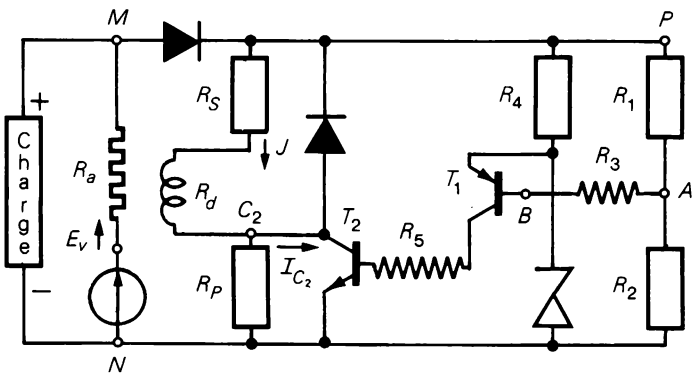


Fig. 10.8.

La génératrice shunt est supposée entraînée à vitesse constante, et l'on veut rendre sa caractéristique externe pratiquement horizontale, c'est-à-dire indépendante de la charge. Le montage réalisé ci-dessus ressemble à une alimentation stabilisée à transistors complémentaires. (Il faut toutefois veiller au dimensionnement des composants, en particulier à celui du transistor de puissance T_2). On y retrouve les éléments classiques d'un système asservi, où la grandeur de sortie est la tension $U_{MN} \simeq U_{PN} = U$:

— l'atténuateur R_1, R_2

— la tension de référence V_z délivrée par la diode Zener

— le comparateur T_1 (transistor *pnp*), en considérant égaux ses potentiels de base et d'émetteur, on obtient l'expression de son courant base, par application du théorème de Thévenin :

$$I_{B_1} = \frac{V_z - UR_2/(R_1 + R_2)}{R_3 + R_1R_2/(R_1 + R_2)} = \frac{V_z - U_{th}}{R_{th}}$$

– l'amplificateur de courant délivrant un courant collecteur $I_{C_2} = \beta_2\beta_1 I_{B_1}$

Si la tension de sortie U a tendance à diminuer, le potentiel de B décroît, entraînant l'augmentation de I_{B_1} et I_{C_2}. La tension aux bornes de R_P diminue, et corrélativement J augmente, ainsi que E_v. La perturbation initiale est donc contrariée.

Montrons que ce montage équivaut à donner à la génératrice une résistance interne fictive très faible :

$$U = (R_s + R_d + R_p)J - R_p I_{C_2} \quad \text{avec} \quad I_{C_2} = k(U_0 - U)$$

pour la marche à vide; on a en même temps $U = U_0$ et $J = J_0$, d'où, en comparant les accroissements,

$$\Delta U(1 - kR_p) = (R_s + R_d + R_p)\Delta J.$$

Sur la caractéristique à vide, en début de saturation, ce dernier terme est de l'ordre de $2\,\Delta E_v$. D'autre part, si le gain de la chaîne de réaction est élevé, $kR_p \gg 1$.

$$-\Delta U k R_p \simeq 2\,\Delta E_v = 2(\Delta U + R_a\,\Delta I_a)$$

$$\Delta U \simeq -\frac{2R_a}{kR_p}\,\Delta I_a \quad \text{avec} \quad k = \frac{\beta_2\beta_1 R_2}{R_{th}(R_1 + R_2)}$$

9. Asservissement de vitesse d'un moteur à excitation séparée

Soit un moteur, à courant d'excitation constant, pour lequel on pourra négliger la réaction d'induit. Il est alimenté par un pont redresseur mixte à 2 diodes et 2 thyristors (*fig. 11*). Si l'on appelle ψ l'angle de retard à la conduction des thyristors, la tension moyenne d'induit vaut :

$$U = U_0 \frac{1 + \cos \Psi}{2} \quad \text{avec} \quad U_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{\text{eff}},$$

d'où $$U = RI + k\,\Omega\Phi = k\Omega\Phi + \frac{R\Gamma}{k\Phi}$$

Sans la chute ohmique, la caractéristique de vitesse serait horizontale. Si l'on veut maintenir Ω constant, il faut augmenter légèrement U quand le couple fourni croît. Pour cela, une boucle de réaction doit provoquer une diminution de Ψ quand Ω décroît.

Tout d'abord, il faut recueillir un signal proportionnel à la vitesse du moteur par l'un des procédés suivants :

– dynamo tachymétrique,

– capteur photoélectrique, puis comptage et conversion fréquence-tension, à partir d'un disque solidaire du rotor,

– montage en pont.

$$U = R_a I + RI + E$$
$$U = (R_1 + R_2)J \quad \text{avec} \quad R_2 R_a = RR_1$$
$$s = R_1 J - R_a I = E \,.\, R_a/(R + R_a).$$

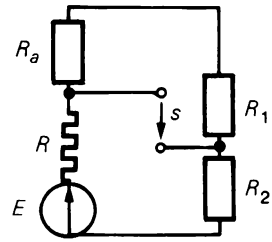


Fig. 10.9.

Ce signal, atténué convenablement, est comparé à une rampe de tension fournie par un générateur, et initialisée sur une alternance du secteur. On peut imaginer, pour créer cette rampe :

— un condensateur chargé à courant constant par un transistor, et déchargé instantanément par un transistor unijonction,

— un générateur de créneaux suivi d'un intégrateur.

L'égalité de la tension $s(t)$ et de la rampe $r(t)$ provoque le basculement d'un amplificateur opérationnel monté en comparateur. Ce créneau de tension est alors dérivé, amplifié et transmis sur la gâchette des thyristors. Si $s(t)$ décroît, on voit sur les oscillogrammes donnés par la *figure 10* que ψ décroît.

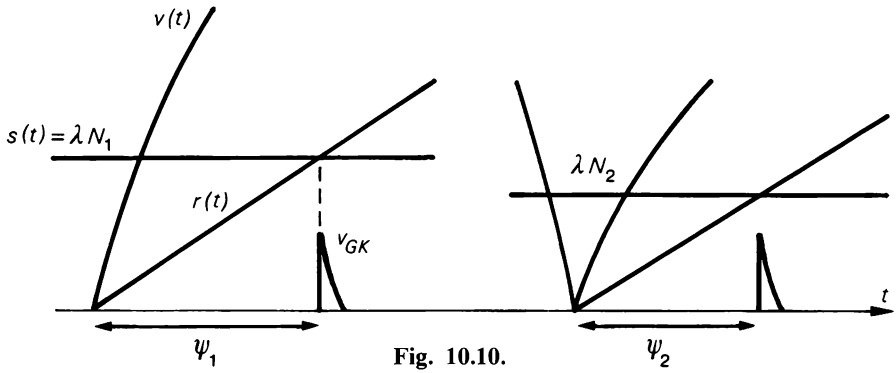


Fig. 10.10.

D'autre part, pour protéger le moteur contre les incidents divers (surintensités, emballement...), l'alimentation de la partie électronique (et par conséquent l'allumage des thyristors) est supprimée dès qu'un excès de courant d'induit, ou une survitesse, est détecté. Le courant d'induit est alors prolongé par la diode de roue libre.

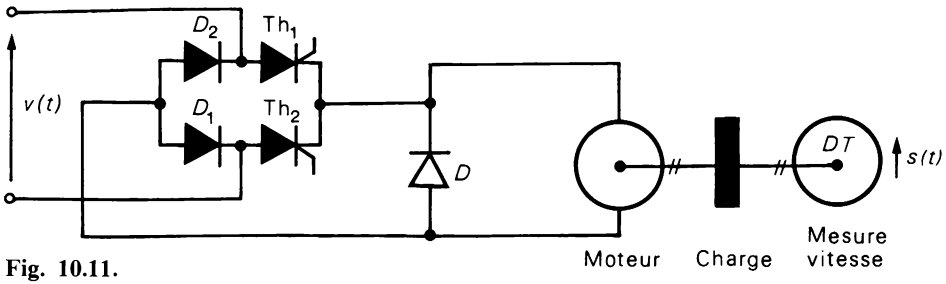


Fig. 10.11.

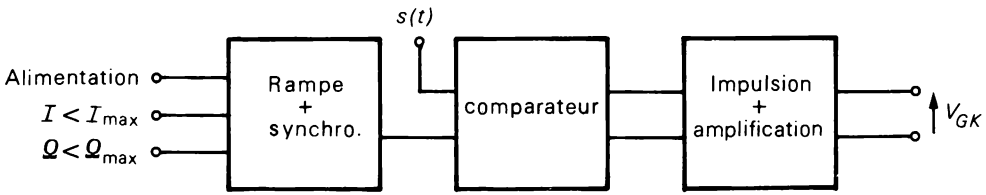


Fig. 10.12. – Synoptique de la commande

10. **Variateur de vitesse pour machine continue**

Choix de la grandeur à commander :

• pour $0{,}1\Omega_n < \Omega \leqslant \Omega_n$, on règlera la tension aux bornes de l'induit par un pont à thyristors, en maintenant l'excitation constante; la puissance disponible sera donc proportionnelle à la vitesse.

• pour $\Omega_n < \Omega < 3\Omega_n$, on diminuera le courant d'excitation, en maintenant la tension d'induit constante. La puissance atteint P_n et le couple disponible décroît en $1/\Omega$ (voir *fig. 5.15* page 120).

Quadrants de fonctionnement (*fig. 13*) :

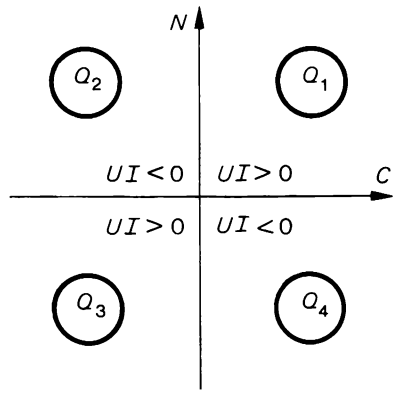


Fig. 10.13.

Q_1 : marche en moteur; rotation dans le sens positif (direct) :

$$U > 0 \quad I > 0 \quad \text{donc} \quad UI > 0 \quad \text{et} \quad N > 0.$$

Q_2 : moteur en cours de freinage, et récupération :

$$UI < 0 \quad \text{et} \quad N > 0.$$

Q_3 : marche en moteur; rotation dans le sens négatif (inverse).

Q_4 : moteur en freinage et sens de rotation inverse.

Le moteur étudié dans le paragraphe 9, p. 244 était alimenté par une tension toujours positive, et ne présentait qu'un seul sens de rotation. Son fonctionnement est donc non réversible dans le quadrant Q_1. Pour aborder les autres cas, il faut prévoir

– soit l'inversion du sens du courant inducteur,

– soit l'inversion (mécanique par contacteur) du sens du courant dans l'induit,

– soit le changement de la tension moyenne aux bornes de l'induit.

Avec un pont tout thyristors on peut assurer les passages $Q_1 \leftrightarrow Q_4$ et $Q_2 \leftrightarrow Q_3$ en réglant l'angle ψ de commande de part et d'autre de la valeur $\pi/2$, ceci provoquant l'inversion du sens de rotation.

Procédés d'inversion du couple (celle-ci doit se faire à courant d'induit nul) :

• inversion du courant inducteur par deux montages redresseurs placés tête-bêche sur l'enroulement inducteur et mis en service individuellement,

• inversion par contact mécanique du courant dans l'induit. On agit ainsi sur l'une des grandeurs responsables du sens des forces de Laplace.

Le montage le plus rapide, au point de vue réversibilité, utilise sous tension triphasée deux ponts à six thyristors. Leurs angles de retard ψ_1 et ψ_2 sont réglés de sorte que $\psi_1 + \psi_2 = 180°$ (*fig. 14*).

Le pont n° 1 permet $I > 0$ et le fonctionnement dans les quadrants Q_1 et Q_4, en redresseur et en onduleur respectivement.

Le pont n° 2 permet $I < 0$, fonctionne en onduleur dans Q_2 et en redresseur dans Q_3.

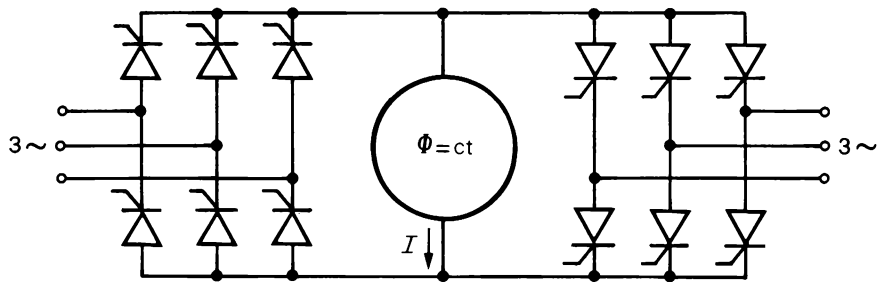


Fig. 10.14.

11. Freinage par hacheur dérivation

a) *Freinage rhéostatique*

Supposons que le montage intéresse une machine shunt. Le hacheur est commandé à la période T bien plus faible que la constante de temps $\tau = L/R_f$ du circuit de charge, et à fortiori de la constante L/R de l'induit seul (*fig. 15*).

Soit α le rapport cyclique du hacheur, placé en dérivation sur la machine continue, fonctionnant en génératrice. Pendant la durée $0 < t \leqslant t_1 = (1 - \alpha)T$, le hacheur est conducteur; la machine est alors court-circuitée et son courant croît linéairement si l'on peut négliger totalement la chute ohmique.

$$E = L\,\mathrm{d}i/\mathrm{d}t \tag{1}$$

$$i(t) = I_0 + Et/L$$

$$I_1 = I_0 + E(1 - \alpha)T/L \text{ en régime périodique établi.}$$

Pendant la durée $t_1 \leqslant t \leqslant T$, le hacheur est bloqué et la machine alimente alors la résistance R_f

$$E = R_f i + L\,\mathrm{d}i/\mathrm{d}t \tag{2}$$

$$i(t) = \frac{E}{R_f} + \left(I_1 - \frac{E}{R_f}\right) \mathrm{e}^{-(t-t_1)/\tau}$$

$$I_0 = \frac{E}{R_f} + \left(I_1 - \frac{E}{R_f}\right) \mathrm{e}^{-\alpha T/\tau}$$

Dans ce paragraphe α est la durée relative de *blocage* de H.

Nous avons donc un système de deux équations à deux inconnues I_0 et I_1.

Sa résolution fournit, en développant l'exponentielle au premier ordre :

$$I_0 = \frac{E}{R_f}\left[1 + \frac{(1 - \alpha)T/\tau}{1 - \mathrm{e}^{-\alpha T/\tau}}\right] \to \frac{E}{R_f \alpha}.$$

Toutefois, si l'on peut négliger l'ondulation de courant, I_0 et I_1 se rapprochent d'une moyenne aisée à calculer. En effet, formons l'expression :

$$\int_0^{t_1} (1)\,\mathrm{d}t + \int_{t_1}^{T} (2)\,\mathrm{d}t = ET = R_f \alpha I T$$

d'où $I \simeq E/R_f\alpha$. L'allure du courant $i(t)$ est donnée *fig. 16*.

Tout se passe comme si la machine avait débité la puissance $E^2/R_f\alpha$ dans une résistance réglable $R_f\alpha$. En programmant α, on peut influer sur la courbe de ralentissement et la rendre linéaire par exemple (voir fin de chapitre).

b) *Freinage par récupération* (*fig. 17*).

Soit R la résistance totale en série entre la machine continue fonctionnant en génératrice et la source, de force électro-motrice E_s.

Quand le hacheur est conducteur, l'induit est court-circuité :

$$E = Ri + L\,\mathrm{d}i/\mathrm{d}t, \tag{1}$$

$$i(t) = I_0 + \left(\frac{E}{R} - I_0\right) \mathrm{e}^{-Rt/L}.$$

Quand le hacheur est bloqué, la source est rechargée :

$$E - E_s = Ri + L\,\mathrm{d}i/\mathrm{d}t, \tag{2}$$

$$i(t) = \frac{E - E_s}{R} + \left(I_1 - \frac{E - E_s}{R}\right) \mathrm{e}^{R(t-t_1)/L}.$$

On écrit qu'en régime périodique établi, le courant évolue entre les valeurs I_0 et I_1 (*fig. 8*).

Soit α la durée relative de blocage du hacheur, $t_1 = (1 - \alpha)T$.

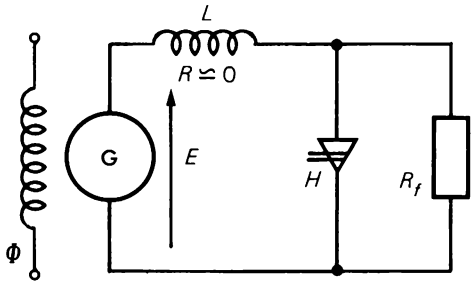


Fig. 10.15.

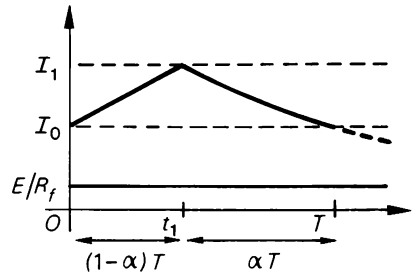


Fig. 10.16.

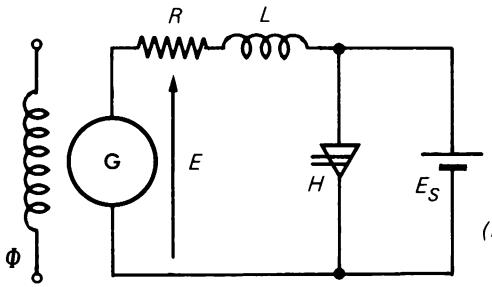


Fig. 10.17.

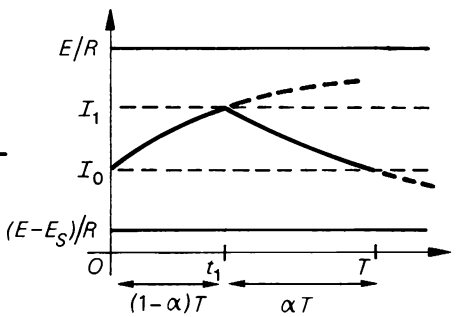


Fig. 10.18.

On trouverait :

$$I_1 = \frac{\dfrac{E}{R}\left(1 - \mathrm{e}^{-t_1/\tau}\right) + \dfrac{E - E_s}{R}\,\mathrm{e}^{-t_1/\tau\left(1-\mathrm{e}^{-t_2/\tau}\right)}}{1 - \mathrm{e}^{-T/\tau}},$$

$$I_0 = \frac{\dfrac{E - E_s}{R}\left(1 - \mathrm{e}^{-t_2/\tau}\right) + \dfrac{E}{R}\,\mathrm{e}^{-t_2/\tau\left(1-\mathrm{e}^{-t_1/\tau}\right)}}{1 - \mathrm{e}^{-T/\tau}}.$$

Si l'ondulation de courant est négligeable, I_1 et I_0 tendent vers une valeur commune que l'on peut obtenir en développant les exponentielles, ou en opérant une moyenne comme précédemment : $I = \dfrac{E - E_s\alpha}{R}$.

En posant $E_s/E = a < 1$, on obtient la résistance équivalente de débit de la machine continue : $R_{éq} = R/(1 - a\alpha)$.

Équation de ralentissement de la machine :

$\mathfrak{J}$ est le moment d'inertie, ramené au rotor de la machine continue, de toutes les parties tournantes.

$E = K\Omega$ à flux sensiblement constant d'où $\Gamma = KI$.

$\mathfrak{J}\dfrac{d\Omega}{dt} = -K\left(\dfrac{K\Omega - E_s\alpha}{R}\right)$; le couple électromagnétique est résistant; le couple moteur est supprimé.

2 cas simples peuvent être envisagés

- $\alpha = \text{cte} : \mathfrak{J}\dfrac{d\Omega}{dt} + \dfrac{K^2}{R}\Omega = \dfrac{KE_s\alpha}{R}$

On trouve une solution exponentielle décroissante, valable tant que $E > E_s$; par contre, avec le freinage rhéostatique Ω décroît jusqu'à zéro :

$$\mathfrak{J}\frac{d\Omega}{dt} + \frac{K^2\Omega}{R_f\alpha} \quad \text{entraîne} \quad \Omega = \Omega_0\left[1 - \exp\left(-t\,\frac{\mathfrak{J}R_f\alpha}{K^2}\right)\right].$$

- α proportionnel à Ω ($\alpha = \lambda\Omega$) :

On obtient une modification de la constante de temps dans le freinage par récupération :

$$\mathfrak{J}\frac{d\Omega}{dt} + \left(\frac{K^2 - KE_s\lambda}{R}\right)\Omega = 0, \quad \text{avec} \quad E \geqslant E_s,$$

et une décroissance linéaire de la vitesse par le freinage rhéostatique

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{K^2}{\mathfrak{J}R_f\lambda} = \text{cte}.$$

Collection Technologie et Université

B. BARIOU, M. KERFANTO. — *Technologie, introduction au génie chimique.*
Tome 1 : Mécanique des fluides, échanges thermiques, traitement des solides.

C. CHAUSSIN, G. HILLY. — *Métallurgie.*
Tome 1 : Alliages métalliques.
Tome 2 : Elaboration des métaux.

A. FOUILLÉ. — *Electricité fondamentale :* électrostatique, électrocinétique.

A. FOUILLÉ. — *Electrotechnique à l'usage des ingénieurs.*
Tome 1 : Electromagnétisme, courants alternatifs.
Tome 2 : Machines électriques à courants alternatifs.
Tome 3 : Machines continues, électronique de puissance.

A. FOUILLÉ. — *Problèmes d'électricité générale à l'usage des ingénieurs.*

A. FOUILLÉ. — *Problèmes d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs :* machines électriques.

L. GEMINARD, A. GIET. — *Stabilité des constructions.*
Tome 1 : Flambage, méthode de Cross, treillis.
Tome 2 : Travaux virtuels, cadres, arcs.
Tome 3 : Plaques, poutres creuses, plasticité.

A. GIET, L. GEMINARD. — *Résistance des matériaux.*
Tomes 1 et 2.

A. GIET. — *Problèmes de résistance des matériaux.*
Tomes 1 et 2.

G. LEMASSON, L. BLAIN. — *Matériaux de construction mécanique et électrique.*

M. POLOUJADOFF. — *Machines électriques et réseaux industriels.*

J.R. RAYMOND, J. MINNE. — *Les schémas d'automatisme : théorie et pratique.*

G. SÉGUIER. — *Électronique de puissance.*

P. THUREAU, D. LECLER. — *Vibrations ; régimes linéaires.*

Chez le même éditeur :

PRATIGUIDE
c'est aussi

dunod
PRATIGUIDE
électronique

Apprivoiser les composants, B. Woollard
Les connaître pour les utiliser

Auto montages, G. Bishop
Equiper, améliorer sa voiture

Calculer ses circuits, R. G. Krieger
Des formules sans problème

Conquérir la logique, B. Woollard
Des circuits intégrés à l'ordinateur

Construire ses premiers kits, Y. Dang et J.-C. Fantou
Des gadgets pour s'initier à l'électronique

Randonnée électronique, J..Watson
Des montages pour les loisirs

Réussir ses circuits imprimés, J. Goldberg
Et simplifier ses montages

Sonoriser par le kit, Y. Dang et J.-C. Fantou
De l'amplificateur à l'égaliseur

Tester et mesurer, T. Dixon
Comment réaliser son équipement

Utiliser les oscilloscopes, D. Bapton
Et analyser ses signaux

Programmer sur calculatrices et ordinateurs de poche, M. Appert et B.-R. de Fraguier

Plusieurs dizaines de milliers d'électrotechniciens ont été formés grâce aux ouvrages de A. FOUILLÉ. La progression bien dosée de l'exposé, l'illustration par de nombreux exemples des théories présentées, constituent en effet les principales qualités pédagogiques des volumes consacrés au Cours.

Les tomes de Problèmes, qui en sont le complément, permettent quant à eux à l'étudiant de maîtriser et d'appliquer les connaissances théoriques acquises.

Au fil de nombreuses rééditions, l'ensemble a été mis à jour et corrigé. Cette 10e édition du 3e tome du Cours a été mise au point avec la collaboration de C. NAUDET.

Voici comment se présente l'ensemble de la série :

Electricité fondamentale : électrostatique, électrocinétique, 200 pages.

Electrotechique à l'usage des ingénieurs

T. I : *Electromagnétisme, courants alternatifs,* 350 pages

T. II : *Machines électriques à courants alternatifs,* 352 pages

T. III : *Machines continues, électronique de puissance,* 264 pages

Problèmes d'électricité générale à l'usage des ingénieurs (Avec la collaboration de C. NAUDET), 356 pages

Problèmes d'électrotechnique à l'usage des ingénieurs : machines électriques, 344 pages

9 782040 119492

ISBN 2-04-011949-3

F98/84-12